

VŠB-Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektroniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky

Využití postranních pásem u digitálních modulací

Application of Side Bands at the Digital
Modulations

Rok: 2010

Vypracoval: Bc. Jan Dokládál

Prohlášení:

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

V Ostravě dne 7. května 2010

.....

PODĚKOVÁNÍ

Chtěl bych poděkovat vedoucímu práce PaedDr. Eduardu Lykovi Ph.D. za cenné rady a odborné vedení při zpracování této diplomové práce jak po stránce teoretické, tak i po stránce praktické.

ABSTRAKT:

Účelem této práce je seznámit se s druhy používaných digitálních modulací, jejich základním rozdělením i základními parametry jednotlivých modulací. Dále je úkolem této práce porozumět pojmu postranní pásma a seznámit se s parametry, které tento pojem definují. V této části se rovněž seznámíme s modulacemi, které se využívají v systému ADSL. Poslední část práce se zabývá praktickým měření v systému ADSL za účelem simulace datového přenosu a získání konkrétních naměřených hodnot přenášených bitů pomocí multitónové modulace. Z takto získaných hodnot dále sestavíme konstelační diagram a srovnáme datový přenos s jinými modulačními metodami.

Klíčová slova: digitální modulace, postranní pásmo, konstelační diagram, asymetrické digitální účastnické vedení

ABSTRACT:

The purpose of this work is to get acquainted with types of digital modulations, their basic distribution and parameters. Further task is to understand the term side band, to apprise with parameters, which define this term. In this part we get acquainted with modulations that are used in ADSL system. Last part of the work deals with practical measuring in ADSL system in order to simulate data transfer and to obtain particular measured values of transferred bites using the multitone modulation. From these values then construct the constellation diagram and compare the data transfer with other modulation methods.

Keywords: Digital Modulations, Side Band, Constellation Diagram, Asymmetric Digital Subscriber Line

Seznam použitých zkratek a symbolů

a	– Délka symbolu
A_s	– Amplituda signálu
A_v	– Koeficient definovaný pro signál (spojitý i diskrétní)
ADSL	– <i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i> - Asymetrické digitální účastnické vedení
AM	– <i>Amplitude Modulation</i> - Amplitudová modulace
ASK	– <i>Amplitude Shift Keying</i> - Digitální amplitudová modulace
B	– Šířka pásma [Hz]
B_H	– Šířka horního postranního pásma [Hz]
B_D	– Šířka dolního postranního pásma [Hz]
B_P	– Šířka volného kmitočtového pásma [Hz]
B_s	– Šumová šířka pásma [Hz]
B_{vf}	– Šířka pásma vf kanálu [Hz]
Bd	– Baud, počet změn za sekundu
BER	– <i>Bit Error Rate</i> - Bitová chybovost
bit	– Jednotka informace
byte	– Množství informace, označuje osm bitů
C_n	– Komplexní amplituda harmonického signálu
$ C_n ^2$	– Komplexní výkon harmonického signálu
CAP	– <i>Carrierless Amplitude Phase Modulation</i> - Modulace bez nosné
C/N	– <i>Carrier to Noise Ratio</i> - Poměr nosná/šum
$\{\vec{d}\}$	– Vektor diskrétních datových symbolů
$d_1(t)$	– Signál základního pásma
$d_2(t)$	– Signál základního pásma
DMT	– <i>Discrete Multi Tone</i> - Digitální multitónová modulace
DSB	– <i>Double Sideband Modulation</i> - Modulace s dvěma postranními pásmy
DSB-SC	– <i>Double Sideband Modulation Suppressed Carrier</i> - Modulace s dvěma postranními pásmy s potlačenou nosnou
E	– Energie signal
E_b	– Střední energie modulovaného signálu na 1bit
FEQ	– <i>Frequency domain equaliser</i> - Ekvalizace ve frekvenční oblasti

f	– frekvence [Hz]
FSK	– <i>Frequency Shift Keying</i> - Digitální frekvenční modulace
$g_{ss}(s_{ss})$	– Stejnoseměrná složka signálu
$g(t)$	– Vstupní signál
$G(\omega)$	– Fourierova transformace vstupního signálu $g(t)$
$H(\omega)$	– Přenosová charakteristika propusti $h(t)$
$H_{\beta}(\omega)$	– Symetrická propust
$H[g_t]$	– Hilbertova transformace
H_p	– Přenosová charakteristika filtru
Hz	– Herzt
IQ	– <i>In Phase, quadrature</i> - Synfázní a kvadraturní složka
ISSB	– <i>Independent Sideband Modulation</i> - Modulace s nezávislými postranními pásmy
K	– Modulační index
k_{AM}	– Amplitudová citlivost modulátoru AM
kbit/s	– kilobit za sekundu – jednotka informace 10^3 bitů za sekundu
$\log.1$	– Logická úroveň signálu 1
$\log.0$	– Logická úroveň signálu 0
m	– Hloubka modulace u AM [%]
M_d	– Počet prvků abecedy datových symbolů
M_q	– Počet prvků abecedy kanálových symbolů
Mbit/s	– Megabit za sekundu – jednotka informace 10^6 bitů za sekundu
M	– Počet stavů
N	– Délka bloku dat v jednotkách byte u DMT modulace
N_0	– Šumová výkonová spektrální hustota
n	– Počet prvků
NTSC	– <i>National Television System(s) Committee</i> - Úřad pro mezinárodní televizní standarty
P	– Výkon [W]
P_{AM}	– Výkon amplitudové modulace [W]
PAL	– <i>Phase alternating line</i> - Fázově se střídající řádek
PCM	– <i>Pulse-code modulation</i> - Pulzní kódová modulace
PSK	– <i>Phase-shift keying</i> - Digitální fázová modulace
q_n	– Kanálové symboly

QAM	– <i>Quadrature amplitude modulation</i> - Kvadrurní amplitudová modulace
R_b	– Bitová rychlost [Hz]
R_s	– Symbolová rychlost [Hz]
s	– Sekunda
s_h	– Signál horního postranního pásma
S_{ef}	– Efektivní hodnota signálu
$S_m(t)$	– Modulační signál
$\hat{S}_m(t)$	– Odhad modulačního signálu
$S_c(t)$	– Nosný signál
SNR	– <i>Signal-To-Noise Ratio</i> - Poměr signál/šum
SER	– <i>Symbol Error Rate</i> - Symbolová chybovost
SSB	– <i>Single-Sideband Modulation</i> - Modulace s jedním postranním pásmem
SSB-SC	– <i>Single Sideband Modulation Supressed Carrier</i> - Modulace s jedním postranním pásmem a potlačenou nosnou
S_{SS}	– Stejnoseměrná složka signálu
T_b	– Doba trvání jednoho bitu [s]
T_s	– Doba trvání jednoho symbolu [s]
TEQ	– <i>Time domain equaliser</i> – Ekvalizace v časové oblasti
u_n	– Amplituda nosné vlny
u_{AM}	– Modulovaný signál AM
u_{DSB}	– Modulovaný signál DSB
u_{SSB}	– Modulovaný signál SSB
v_m	– Modulační rychlost [Bd]
v_p	– Přenosová rychlost [bit/s]
Δf	– Kmitočtová separace
$\varphi(d_n)$	– Hodnota počáteční fáze v závislosti na datovém symbolu
η_e	– <i>Energetic Efficiency</i> - Energetická účinnost [%]
η_s	– <i>Spectral Efficiency</i> - Spektrální účinnost [bit/s/Hz]
$v_{rec1}(t)$	– Pomocný impuls typu REC1
Φ_n	– Fázová změna

Obsah

1	ÚVOD	10
2	DRUHY A CHARAKTERISTIKY DIGITÁLNÍCH MODULACÍ	12
2.1	POJEM MODULACE	12
2.2	DIGITÁLNÍ MODULACE	13
2.3	ZÁKLADNÍ PARAMETRY DIGITÁLNÍCH MODULACÍ	14
2.4	DĚLENÍ DIGITÁLNÍCH MODULACÍ	16
2.4.1	Linearita	17
2.4.2	Lineární modulace bez paměti	18
2.4.2.1	Modulace s klíčováním amplitudy (ASK)	19
2.4.2.2	Modulace s klíčováním fáze (PSK)	20
2.4.2.3	Diskrétní kvadraturní amplitudová modulace (QAM)	20
2.4.3	Lineární modulace s pamětí	21
2.4.3.1	Diferenční fázové klíčování (DPSK)	22
2.5	NELINEÁRNÍ MODULACE	22
2.5.1	Nelineární digitální modulace bez paměti	23
2.5.1.1	Modulace s klíčováním frekvence (FSK bez paměti)	23
2.5.2	Nelineární digitální modulace s pamětí	24
2.5.2.1	Modulace s klíčováním frekvence (FSK s pamětí)	24
3	CHARAKTERISTIKY A VLASTNOSTI POSTRANNÍCH PÁSEM	26
3.1	ŠÍŘKA PÁSMA	26
3.2	ENERGIE A VÝKON, VÝKONOVÉ SPEKTRUM	29
3.2.1	Energie	29
3.2.2	Výkon	30
3.2.3	Výkonové spektrum	31
3.3	POJEM POSTRANNÍ PÁSMO	32
3.4	DRUHY POSTRANNÍCH PÁSEM	33
3.4.1	Dvě postranní pásma a nepotlačená nosná	33
3.4.2	Dvě postranní pásma s potlačenou nosnou	36
3.4.3	Jedno postranní pásmo a nosná (plná i potlačená)	37
3.4.4	Zbytkové postranní pásmo přenášené s jedním postranním pásmem	39
3.4.5	Závěrečné poznatky	41

4	ZMĚNY PARAMETRŮ V ZÁVISLOSTI NA OMEZOVÁNÍ.....	42
	POSTRANNÍCH PÁSEM	42
4.1	ÚČASTNICKÉ VEDENÍ V ASYMETRICKÉM DIGITÁLNÍM PROVOZU	42
4.2	MODULACE APLIKOVANÉ V ÚČASTNICKÉM VEDENÍ ASYMETRICKÉHO DIGITÁLNÍHO PROVOZU	43
4.2.1	Multitónová modulace DMT	43
4.2.2	Kvadrurní amplitudová modulace (QAM)	45
4.3	VLIV ŠÍŘKY PÁSM NA MODULAČNÍ A PŘENOSOVOU RYCHLOST	46
4.3.1	Nyquistovo kritérium	47
4.3.2	Modulační rychlost.....	47
4.3.3	Přenosová rychlost	48
4.3.4	Shannonův teorém.....	49
4.4	ZMĚNA PARAMETRŮ V ZÁVISLOSTI NA OMEZOVÁNÍ POSTRANNÍCH PÁSEM.....	50
4.4.1	Změna při použití jednoho postranního pásma (SSB).....	52
4.4.2	Změna při použití zbytkového postranního pásma VSB.....	52
4.5	ZÁVĚREČNÉ POZNATKY	53
5	PRAKTICKÁ MĚŘENÍ ÚČASTNICKÉ LINKY V ASYMETRICKÉM DIGITÁLNÍM PROVOZU	54
5.1	POUŽITÁ MODULACE PRO MĚŘENÍ	54
5.2	MĚŘENÍ POMOCÍ PŘÍSTROJE SUNSET XDSL	54
5.3	NAMĚŘENÉ HODNOTY	56
5.4	KONSTELAČNÍ DIAGRAM	57
5.4.1	Vytvoření konstelačních diagramů.....	58
5.4.2	Aplikování jiných modulačních metod	58
5.4.2.1	Srovnání přenosu na sub-kanále 10	59
5.4.2.2	Srovnání přenosu na sub-kanále 27	60
5.4.2.3	Srovnání přenosu na sub-kanále 87	62
5.4.3	Shrnutí poznatků	63
6	ZÁVĚR.....	64
7	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	66

1 ÚVOD

Tato diplomová práce je zaměřena na porovnání různých modulačních metod a využití jejich postranních pásem. Cílem této práce je zjistit, jak se budou měnit parametry přenosového kanálu při omezení postranních pásem.

Druhá kapitola práce je zaměřená na vysvětlení pojmu modulace. Modulace se staly běžnou součástí moderního života a každý z nás se s jejími různými podobami setkává denně. Modulace jsou využívány ve většině technologických postupů, které se zabývají přenosem signálu, například televizního nebo rádiového. V této části bude objasněn princip modulace a demodulace. Dále se zaměříme na pojem digitální modulace. Řekneme si hlavní znaky charakteristické pro digitální modulace a uvedeme základní parametry modulací, jež jsou důležité pro další kapitoly této práce. Nakonec provedeme základní rozdělení těchto modulací pomocí již zmíněných parametrů.

Třetí kapitola práce je věnována postranním pásmům. Nejprve objasníme pojmy z nauky signálů, které budou potřebné k definici postranního pásma. Mezi tyto pojmy patří šířka pásma a energie signálu. Dále se zaměříme na základní druhy postranních pásem, které vznikají jako produkty jednotlivých modulačních metod. Uvedeme, jak se jednotlivé druhy postranních pásem od sebe odlišují a jaké jsou nedostatky nejstaršího uspořádání postranních pásem.

Čtvrtá kapitola práce se zabývá změnou postranních pásem, která ovlivní další parametry signálu. Tato část je rovněž zaměřena na přípravu praktické části. Nejprve popíšeme technologii ADSL, poté uvedeme její možnosti použití, z čehož vyplynou základní výhody a nevýhody této technologie. Dále se zaměříme na modulační metody používané v ADSL, speciálně pak na DMT, pomocí které budeme měřit v praktické části. V závěru kapitoly získáme teoretické předpoklady toho, jak se budou měnit parametry přenosu informací při změně postranních pásem.

V páté kapitole práce proběhne vlastní měření v ADSL. Nejprve se seznámíme s přístrojovým kompletem SunSet xDSL, pomocí kterého naměříme konkrétní hodnoty přenášených dat. Data budou přenášena pomocí DMT modulace. Na získaná data dále budeme

aplikovat jiné modulační metody, které vyvolají změnu postranních pásem. Na závěr této kapitoly potvrdíme, nebo vyvrátíme teoretické předpoklady z předchozí kapitoly a určíme efektivitu jednotlivých modulačních metod.

2 DRUHY A CHARAKTERISTIKY DIGITÁLNÍCH MODULACÍ

V této kapitole vysvětlíme pojem modulace a uvedeme základní parametry, související s touto problematikou. Následně provedeme základní dělení podle charakteristických vlastností, jako jsou paměť a linearita modulace. Nakonec uvedeme pro každé rozdělení modulační metodu.

2.1 Pojem modulace

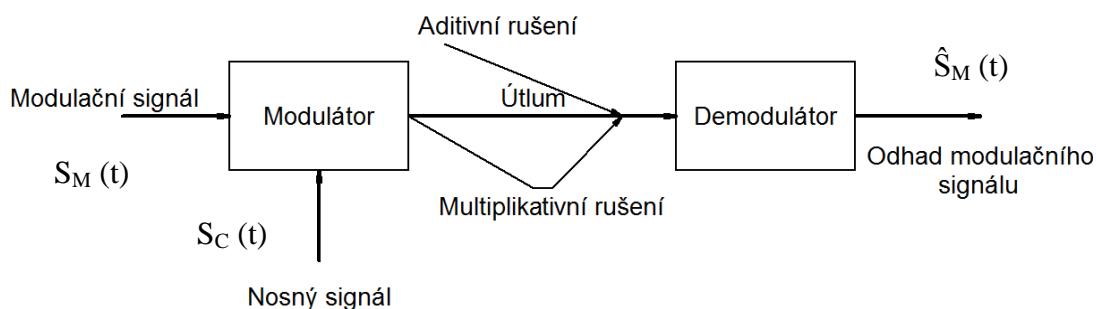
Modulace je proces, při kterém se, v závislosti na změně signálu nesoucí informaci, vyvolává změna určitého parametru elektromagnetického vlnění. Používá se zejména pro změnu formy elektrického signálu na vysílací straně signálu. Opakem modulace je demodulace, což je proces fyzikálně shodný s modulací, ale používá se na přijímací straně signálu.

Princip modulace je takový, že nosný signál je modulován modulačním signálem, a tím jsou ovlivňovány parametry nosného signálu na základě modulačního signálu.

Tato práce popisuje přednostně digitální modulace, jejich charakteristiky a vlastnosti.

Základní pojmy modulace:

- Nosný signál (např. vlnový harmonický signál nebo optický tok)
- Modulační signál - zdrojový nositel informace (zvukový signál, data, ...)
- Modulovaný signál - nositel informace ve formě vhodné pro přenos prostředím
- Modulátor – funkční blok vykonávající modulaci nosného signálu signálem modulačním
- Demodulátor – funkční blok pro získání odhadu modulačního signálu na základě přijatého modulovaného signálu
- MODEM = modulátor + demodulátor (pro obousměrné spoje)



Obrázek 1 Princip modulace a demodulace

2.2 Digitální modulace

Jak bylo uvedeno v úvodu, modulace je proces, při kterém dochází k ovlivňování některého parametru nosného signálu v závislosti na okamžité hodnotě modulačního signálu. U analogových systémů je nosným signálem harmonický signál (nosná) se třemi parametry – amplitudou, kmitočtem a počáteční fází. U digitálních systémů je modulačním signálem digitální signál, který může nabývat pouze dvou různých hodnot, log.1 a log.0. Proto se podle okamžité hodnoty digitálního modulačního signálu mění parametry nosné vlny skokem. Uvedený modulační proces se nazývá digitální modulace.

Digitální modulace je vlastně zobrazení datové zprávy, která je reprezentována vektorem diskretních datových symbolů, do množiny modulovaných signálů ve spojitém čase $\{\vec{d}\} \mapsto \{s(t)\}$. Modulaci nazýváme digitální kvůli vlastnostem datových symbolů. Tyto datové symboly nabývají diskretních hodnot a jsou diskretní v čase. Vektor datových symbolů $\vec{d} = [\dots, d_N, \dots]^T$, kde každý datový symbol nabývá hodnotu z množiny (abecedy) datových symbolů $d_N \in \{d^{(i)}\}_{i=1}^{M_d}$. Počet prvků M_d této množiny se nazývá mohutnost (počet prvků) množiny (abecedy) dat. Podle počtu prvků nazýváme pak příslušnou modulaci M_d -ární. O M_d budeme výhradně uvažovat jako o mocnině dvou. O datových symbolech budeme předpokládat, že jsou náhodné, stejně pravděpodobné, nezávislé a se stejnou distribuční funkcí. Další vlastností dat je postupnost a periodičita. Perioda příchodu datových symbolů se nazývá doba trvání symbolu (symbolová perioda) a budeme ji značit T_s . Počet symbolů za sekundu budeme nazývat symbolovou rychlostí. Podle toho, který parametr nosné vlny je ovlivňován, rozeznáváme tři základní typy digitálních modulací: ASK, FSK, PSK. O těchto modulacích bude hovořit v dalších kapitolách této práce.[1]

2.3 Základní parametry digitálních modulací

Vstupní modulační signál má bitovou rychlost přichozího toku bitů R_b , doba trvání jednoho bitu je $T_b = 1/R_b$. U libovolné M stavové modulace reprezentuje každý stav nosné skupinu $n = \log_2 M$ bitů. Doba trvání jednoho stavu nosné (symbolu) je dána vztahem: $T_s = n \cdot T_b$.

Pro **symbolovou rychlost** uvažované M stavové modulace platí:

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{nT_b} = \frac{R_b}{n} = \frac{R_b}{\log_2 M}. \quad (1)$$

Symbolová rychlost úzce souvisí s šířkou kmitočtového pásma potřebnou pro přenos modulovaných signálů. Přesný obecný vztah mezi těmito veličinami však neexistuje. Šířku pásma lze poměrně přesně určit z kmitočtových spekter příslušných modulovaných signálů. Vysvětlení pojmu šířky pásma je uvedeno v následujících kapitolách této práce.

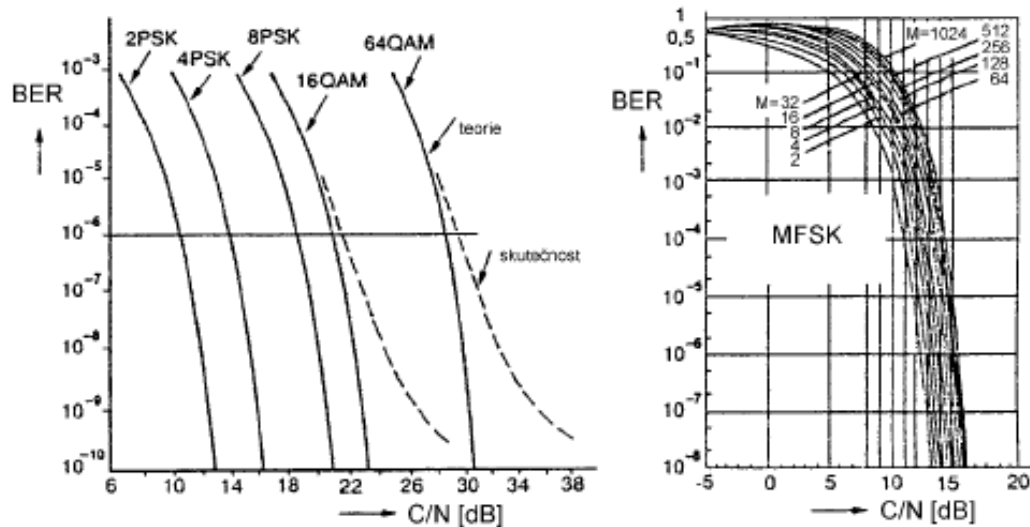
Bitová chybovost

BER komunikačního systému je definovaná jako poměr průměrného počtu chybných bitů k celkovému počtu bitů přenesených za určitý časový interval.

Symbolová chybovost

U komunikačního systému je SER definovaná jako poměr průměrného počtu chybných symbolů k celkovému počtu symbolů přenesených za určitý časový interval. Délka časového intervalu musí být zvolena tak, aby byl dostatečně dlouhý a neovlivňoval výsledky měření. Pro danou modulaci je chybovost závislá především na poměru signál-šum C/N , vztaženému ke vstupu demodulátoru přijímače (zde je poměr C/N v celém komunikačním řetězci nejmenší).

Poměr signál-šum na vstupu přijímače se nejčastěji označuje symbolem C/N , zatímco symbol SNR značí poměr signál-šum za demodulátorem. Tato symbolika se používá především v radiokomunikacích.



Obrázek 2 Souvislost mezi BER a C/N

Energetická účinnost

Energetická účinnost je definována pro určitou chybovost BER (referenční hodnota se obvykle volí: $BER = 10^{-5}$) vztahem:

$$E_b = C.T_b = \frac{C}{h_b}$$

$$N_0 = \frac{N}{B_s},$$

kde B_s je šumová šířka pásma vysokofrekvenčního kanálu. Následující vzorec vyjadřuje energetickou účinnost:

$$\eta_e = \frac{Eb}{N_0}. \quad (2)$$

Pro nekonečnou šířku pásma je energetická účinnost $\eta_e = \ln 2 = 0,693$ nebo $\eta_e = -1,6$ dB a nazývá se Shannonův limit.

Spektrální účinnost

Spektrální účinnost je definovaná jako poměr přenosové rychlosti signálu k šířce pásma rádiového kanálu. Lze ji určit ze vztahu:

$$\eta_s = \frac{f_B}{B_{vf}}. \quad (3)$$

Vzájemnou souvislost mezi chybovostí BER a poměrem signál-šum SNR pro různé digitální modulační znázorňuje Obrázek 2, z něhož vyplývají dva důležité závěry.

Uvažujeme-li například modulační PSK (levá část obrázku), potom požadované chybovosti BER (vodorovná čára) dosáhneme použitím vícecestavových modulací při mnohem větším poměru SNR v komunikačním kanálu, než v případě, kdy použijeme pouze modulační dvojstavovou. Zvolíme-li naopak konstantní poměr SNR (proložíme tímto bodem pomyslnou svislou čáru), potom při použití vícecestavových modulací dosáhneme daleko větší chybovosti BER, než při použití modulační dvojstavové.

2.4 Dělení digitálních modulací

Základní rozdělení digitálních modulací jsme provedli podle vlastností linearit a paměti modulační.

Důležitou vlastností digitální modulační je její paměť. Paměť modulační vypovídá o energetické závislosti jednotlivých příspěvků na výstupu modulátoru na historii datových symbolů. Paměť u modulační může vzniknout dvěma mechanismy.

První mechanismus znamená, když při diskretním zpracování datových symbolů, kdy před vybráním příslušné odezvy ve spojitém čase a poslání ji na výstup modulátoru, je tato volba ovlivněna historií dat na vstupu. Druhý mechanismus pro vznik paměti je odvozen od vlastního tvaru časového průběhu odezvy jednoho příspěvku modulátoru.

Následně můžeme digitální modulační rozdělit na lineární s pamětí a bez paměti a nelineární s pamětí a bez paměti (obrázek 3).[1]

Digitální modulace	s pamětí	nelineární
		lineární
	bez paměti	nelineární
		lineární

Obrázek 3 Dělení digitálních modulací

2.4.1 Linearita

Digitální modulaci nazveme lineární ve striktním smyslu slova (tedy mezi \vec{d} vstupem a výstupem $s(t)$) tehdy, když je mezi vstupními daty a modulovaným signálem $s(t)$ lineární vztah:

$$s(t) = A_s \sum_n q_n^T h(t - nT_s), \quad q_n = B_d d_n + B_\sigma \sigma_n, \quad \sigma_{n+1} = C_d d_n + C_\sigma \sigma_n, \quad (4)$$

kde B_d , B_σ , C_d , C_σ jsou matice. Dosazením rekursivních vztahů do sebe dostaneme výraz pro kanálový symbol závisující pouze na datech:

$$q_n = B_d d_n + B_\sigma \sum_{i=1}^{\infty} \sigma_\sigma^{i-1} C_d d_{n-i}. \quad (5)$$

Odsud je zjevné, že modulovaný signál $s(t)$ je potom lineární kombinací jednotlivých datových symbolů d_n . Linearitu diskrétní části chápeme často ve smyslu aritmetiky zbytkových tříd – modulo K aritmetiky.[1]

Velmi často se pojem linearity vztahuje pouze na expanzní část modulace. Nelinearita diskrétní části většinou vytvoří příliš velké matematické komplikace jako nelinearita expanzní části. Víme však, že každou modulaci lze vyjádřit s lineární expanzní částí, pokud vezmeme v potaz vektorové kanálové symboly. Proto je definice doplněna o specifikaci toho, jaké jsou kanálové symboly, zda jsou skalární, či vektorové. Faktický význam, kdy omezíme množinu

modulací, které budou vyhovovat definici linearity vzhledem k expanzní části, má pouze pojem lineární modulace se skalárními kanálovými symboly. Pojem linearity s vektorovými kanálovými symboly v širším smyslu slova nám sděluje konkrétní způsob zápisu modulace a nikoliv už vlastnosti dané modulace. Pokud jsou kanálové symboly vektorové (multidimenzionální modulace), má smysl linearita pouze ve striktním smyslu slova.[1]

Modulace se nazývá lineární (se skalárními kanálovými symboly) pokud ji lze vyjádřit vztahem:

$$s(t) = A_s \sum_n q_n h(t - nT_s), \quad (6)$$

kde $q_n = q(d_n, \sigma_n)$ může být libovolná funkce splňující podmínku N_q . Je zřejmé, že tato definice linearity splývá s pojmem jednodimenzionální modulace $N_{\{h\}}=1$. Nelineární modulace se skalárními kanálovými symboly musí nutně mít $N_{\{h\}}>1$.

Modulaci nazveme lineární s vektorovými kanálovými symboly, pokud lze vyjádřit vztahem:

$$s(t) = A_s \sum_n q_n^T h(t - nT_s),$$

kde $q_n = q(d_n, \sigma_n)$ je libovolná funkce. Multikanálové modulace nazýváme lineární ve striktním smyslu slova, pokud je příslušná podmínka splněna pro každý komponent $[s(t)]$ včetně výstupního signálu.[1]

2.4.2 Lineární modulace bez paměti

Modulovaný signál lineární modulace bez paměti lze obecně zapsat:

$$s(t) = A_s \sum_n d_n h(t - nT_s), \quad (8)$$

kde volíme možnost, že kanálové symboly jsou přímo rovné datovým symbolům $q_n = d_n$ a rovněž $M_q = M_d$. Modulační funkce $d_n h(t - nT_s)$ musí splňovat alespoň reálnou Nyquistovu podmínku, aby se jednalo skutečně o modulaci bez paměti. Postačující podmínkou k tomu je nyquistovský modulační impuls:

$$\Re_h^\varepsilon[m] = \int_{-\infty}^{\infty} h(t + mT_s)h^*(t)dt = \partial[m]. \quad (9)$$

Nutnou podmínkou se nyquistovský modulační impulz stane, pouze pokud by data neležela na jedné přímce, která prochází počátkem. Pokud by data ležela na přímce, pak $d^{(i)} = \alpha_i e^{j\varphi}, \alpha_i \in R \quad d^{(i)} d^{(i')*} = \alpha_i \alpha_{i'} \in R$.

Postačující a nutnou podmínkou je pak reálně nyquistovský reálný modulační impulz:

$$\Re[\Re_h^\varepsilon[m]] = \partial[m]. \quad (10)$$

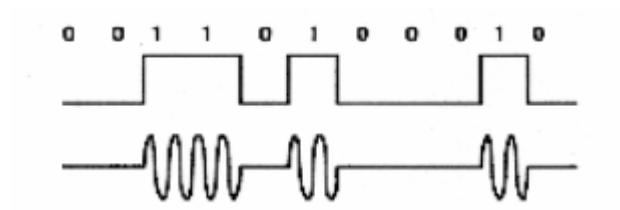
Budeme předpokládat, že modulační impulz $h(t)$ je normován na jednotkovou energii. Lineární modulace bez paměti lze jednoznačně vyjádřit použitým modulačním impulzem a množinou kanálových symbolů $d_N \in \{d^{(i)}\}_{i=1}^{M_d}$. Všechny vlastnosti tohoto druhu modulací jsou dány jen těmito dvěma vlastnostmi.

Velký počet vlastností této třídy modulací jsou si velmi podobné nebo stejné. Modulační impulzy jsou ve většině případů omezeny na dva impulzy: REC a RRC. Jako příklad těchto modulací jsem zvolil modulace ASK, PSK, QAM.[1]

2.4.2.1 Modulace s klíčováním amplitudy (ASK)

Modulace s klíčováním amplitudy (klíčování amplitudovým posuvem, zdvihem) nemá ve své základní podobě výhodné vlastnosti a proto se nepoužívá.

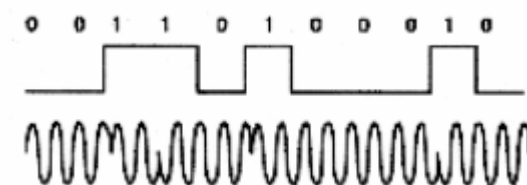
Při amplitudové modulaci nosné vlny modulačním signálem PCM, označované symbolicky PCM/AM, zaujímá tato vlna pouze určitou minimální amplitudu, odpovídající logické hodnotě 0 a maximální amplitudu odpovídající logické hodnotě 1. Ovlivňování nosné vlny jenom v rámci dvou diskretních stavů se označuje jako klíčování. Proto se tato modulace nazývá klíčování amplitudovým zdvihem ASK.[3]



Obrázek 4 Modulace ASK [10]

2.4.2.2 Modulace s klíčováním fáze (PSK)

U dvojstavové modulace BPSK odpovídá při logické úrovni 1 fázový stav nosné vlny 0° uvažováno vůči pomyslné nemodulované referenční vlně, logické úrovni 0 pak odpovídá fázový stav 180° . [3]

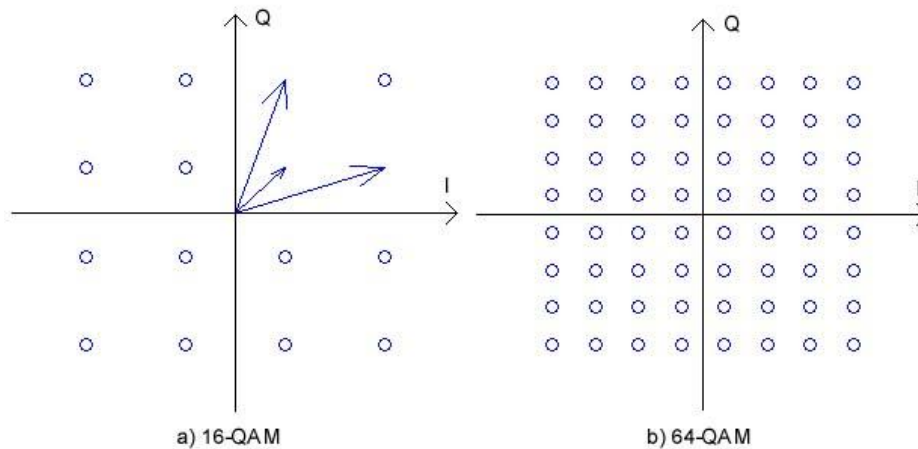


Obrázek 5 Modulace PSK [10]

2.4.2.3 Diskrétní kvadrurní amplitudová modulace (QAM)

Jedná se o kombinaci amplitudové a fázové modulace. Pro modulaci je použito dvanáct různých fázových posunů a tři různé úrovně amplitudy, což nám dohromady dá třicet šest různých stavů. Z celkového počtu třiceti šesti stavů přenášeného signálu se však skutečně využívá jen šestnáct stavů. Děje se tak proto, že všech třicet šest stavů je obtížné při příjmu spolehlivě rozlišit. Šestnáct využívaných stavů je voleno tak, aby si od sebe zachovaly co největší odstup. Každý z šestnácti stavů reprezentuje jednu čtveřici bitů. QAM umožňuje používat přenosovou rychlost, která je čtyřikrát vyšší než rychlost modulační. Modulace QAM se používá v modemech pro 2400 bit/s a 9600 bit/s.

Pro grafické znázornění některých digitálních modulací se používá rovina IQ (in-phase: synfázní složka, quadrature-kvadrurní složka), do které se zakreslují vektory odpovídající jednotlivým stavům. [4]



Obrázek 6 Konstelační diagram QAM [10]

Použitím vícecestavové modulace ušetříme frekvenční pásmo, naproti tomu však se vzrůstajícím počtem stavů modulace se signál stává mnohem náchylnější na rušení.

Pro modulaci 16-QAM se udává nutný odstup signálu od šumu 21,5 dB. Pro chybovost řádově 10^{-7} . V praxi se běžně používá modulace 64-QAM a 256-QAM

2.4.3 Lineární modulace s pamětí

Modulovaný signál lineární modulace s pamětí lze obecně zapsat:

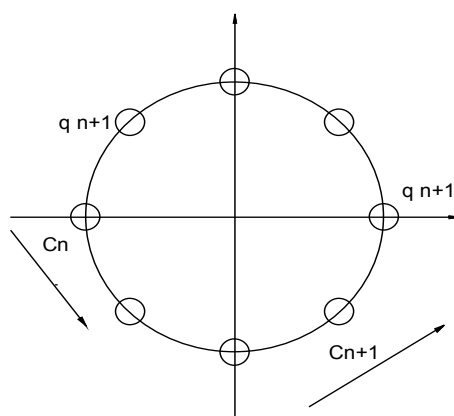
$$s(t) = A_s \sum_n q_n h(t - nT_s).$$

Kanálové symboly jsou funkcí dat a stavu modulátoru $q_n = q(d_n, \sigma_n)$. Modulační funkce již obecně nemusí splňovat Nyquistovu podmínku. Je možné však přesunout paměť modulace z expanzní části do části diskrétní. Vhodný předpoklad je, že paměť je soustředěna v diskrétní části. Stejně jako lineární modulace bez paměti splňuje lineární modulace s pamětí Nyquistovu podmínku a pro její modulační impuls platí stejné podmínky jako u modulací bez paměti. Jako příklad pro tento typ modulace jsme zvolili modulaci DPSK.[1]

2.4.3.1 Diferenční fázové klíčování (DPSK)

Diferenční (rozdílová) PSK patří mezi lineární modulační systémy s pamětí, u kterých ovládáme fázi signálu. Informace se zde však nepřenáší pomocí absolutních hodnot fáze, ale pomocí změny hodnoty fáze mezi dvěma kanálovými symboly. U této modulační metody je každému dvojkovému symbolu přiřazena fázová změna, která nám vyjadřuje změnu hodnoty fáze nosné vzhledem k její fázi v předcházejícím jednotkovém intervalu [1]:

$$\Phi_n = \varphi_n - \varphi_{n-1}. \quad (12)$$



Obrázek 7 Konstelační diagram DPSK

2.5 Nelineární modulační

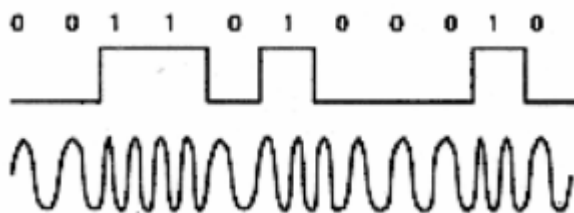
Díky vlastnostem digitální modulační, linearity, byly vlastnosti lineárních digitálních modulačních vyjádřitelné často jednodušším způsobem. U nelineárních modulačních je třeba u většiny jejich vlastností uvažovat jejich plně obecnou podobu tak, jak je definováno v kapitole 2.3. Nelineární modulační se opět dělí na modulační bez paměti a s pamětí.[1]

2.5.1 Nelineární digitální modulace bez paměti

2.5.1.1 Modulace s klíčováním frekvence (FSK bez paměti)

Modulace FSK patří mezi nelineární modulace, jejichž ovládanou veličinou je frekvence. FSK se používá jako velice bezpečná metoda přenosu. Princip spočívá v modulování bitů pomocí dvou frekvencí. Nevýhodou je vyšší cena zařízení, vyšší energetická náročnost a pomalejší datový přenos. Z těchto důvodů se FSK používá pouze výjimečně a to v systémech s požadavky na vysokou bezpečnost přenosu.

U dvojtavové modulace BFSK odpovídá logické úrovni 1 určitý kmitočet nosné vlny f_1 a logické úrovni 0 kmitočet f_2 . Tyto kmitočty se označují také názvem signalizační kmitočty.



Obrázek 8 Modulace FSK [upraveno podle 10]

Nyní si popíšeme variantu FSK bez paměti, jejíž modulovaný signál je definovaný vztahem:

$$s(t) = A_s \sum_n \exp(j(2\pi d_n \frac{\Delta f}{2}(t - nT_s) + \varphi(d_n))) v_{rec1}(t - nT_s), \quad (13)$$

kde $v_{rec1}(t)$ je pomocný impuls typu REC1:

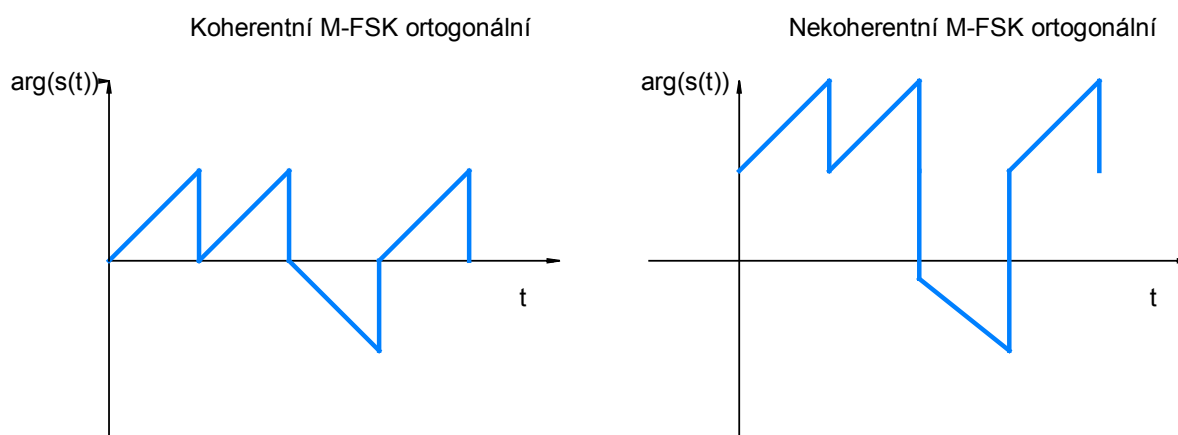
$$v_{rec1}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_s}}(U(t) - U(t - T_s)), \quad (14)$$

kde d_n jsou datové symboly: $d_n \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M_d - 1)\}$.

Pro tuto volbu je zaručeno, že jednotlivé hodnoty frekvencí, které odpovídají jednotlivým hodnotám dat, budou v ekvidistantních pozicích. Kladnou reálnou konstantu Δf nazýváme kmitočtová separace. Hodnotu $K = \Delta f \cdot T_s$ nazýváme modulační index.

V systému pomocných impulsů se jednotlivé impulsy nikdy vzájemně nebudou překrývat, díky čemuž je modulace komplexně nyquistická.

Funkce $\varphi(d_n)$ nám popisuje hodnotu počáteční fáze a její závislost na datovém symbolu d_n . O modulaci FSK řekneme, že je koherentní, jestliže je její počáteční fáze shodná pro všechny datové symboly. Pokud by se počáteční fáze lišila podle konkrétní hodnoty datového symbolu, nazveme FSK nekoherentní. U modulace FSK bez paměti jsou hodnoty fáze nezávislé na pořadí datového symbolu v čase, závisí pouze na hodnotě datového symbolu. Je nutné znovu nastavit fázi pro každý datový symbol v posloupnosti.[1]



Obrázek 9 Trajektorie fáze signálu FSK bez paměti

2.5.2 Nelineární digitální modulace s pamětí

2.5.2.1 Modulace s klíčováním frekvence (FSK s pamětí)

Pod stejným názvem modulace (FSK) se vyskytuje i varianta s pamětí. Definovat tuto modulaci je třeba při modelování modulátoru FSK implementovaného jako M_d oscilátorů, u kterých jsou vstupy přepínány na výstup podle hodnot datových symbolů. Každý z těchto oscilátorů generuje signál bez ohledu na začátky a konce intervalů. Jejich fáze je spojitá. Oscilátor, který odpovídá příslušné hodnotě datového symbolu, nám generuje signál:

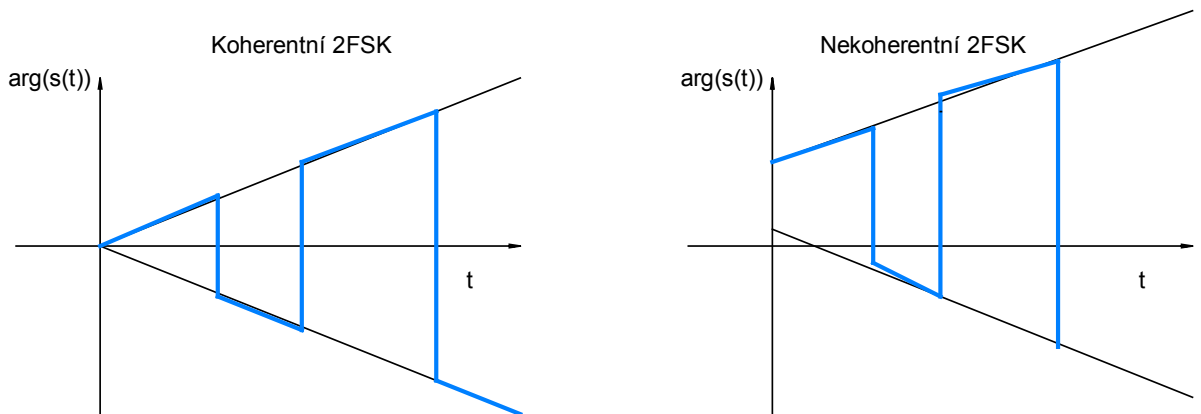
$$\sum_n \exp(j(2\pi d_n \frac{\Delta f}{2}(t - nT_s) + \varphi(d_n))), \quad (15)$$

kde $\varphi(d_n)$ je jeho počáteční fáze v čase t_0 , který považujeme za počátek přenosu datové zprávy. O časovém okamžiku počátku předpokládáme, že je celistvým násobkem doby trvání symbolu $t_0 = n_0 T_s, n_0 \in N$.

Tato volba zaručuje, že jednotlivé frekvence oscilátorů, které odpovídají jednotlivým hodnotám dat, budou v ekvidistantních pozicích. Modulovaný signál je definován stejně jako u FSK bez paměti, rovněž všechny veličiny jsou stejné:

$$s(t) = A_s \sum_n \exp(j(2\pi d_n \frac{\Delta f}{2}(t - nT_s) + \varphi(d_n))) v_{rec1}(t - nT_s).$$

Modulace FSK je koherentní tehdy, když mají všechny oscilátory stejnou počáteční fázi $t_0 = n_0 T_s, n_0 \in N$. Pokud by tato podmínka nebyla splněna, jedná se o nekoherentní FSK s pamětí.[1] Na rozdíl od FSK bez paměti je fáze oscilátoru nastavena pouze jednou pro celou posloupnost dat.



Obrázek 10 Trajektorie fáze signálu FSK s pamětí

3 CHARAKTERISTIKY A VLASTNOSTI POSTRANNÍCH PÁSEM

V této kapitole se budeme zabývat postranními pásmy signálů a jejich vlastnostmi. Nejprve uvedeme pojmy z teorie signálů, které se této oblasti týkají a které nám pomohou danou problematiku lépe pochopit. Dále si ukážeme základní typy postranních pásem a jejich vzájemnou odlišnost. Na závěr této kapitoly si shrneme některé nedostatky postranních pásem a jejich řešení pomocí jiných modulačních metod.

3.1 Šířka pásma

Spektrum signálu je obvykle roztaženo přes celou frekvenční osu. Pro přenos signálu pomocí přenášejících soustav je však nemožné přenést celé nekonečné spektrum, a proto je nutné přenášený signál zkreslit, abychom omezili jeho spektrum, a tím ho mohli přenést.

Nyní se však musíme zabývat tím, jakou šířku spektra je třeba přenést, aby zkreslení signálu bylo minimální. Taková šířka se nazývá šířka pásma, což je rozsah dvou kmitočtu ve spektru.

Je zřejmé, že některé části spektra přenášeného signálu můžeme vynechat. V těchto částech je amplitudová hodnota spektra malá, a tudíž má velmi malý vliv na součet Fourierovy řady, která vyjadřuje signál.

Pro Fourierovy koeficienty platí:

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_{t_p}^{t_p+T_0} s(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{1}{T_0} \frac{1}{jn\omega_0} \int_{t_p}^{t_p+T_0} s(t) e^{-jn\omega_0 t} dt. \quad (17)$$

Pokud je signál spojitý včetně jeho derivací až k řádu $k-1$ a derivace k -tého řádu je po úsecích spojitá, může se tento krok k -krát opakovat a dostáváme:

$$c_n = \frac{1}{T_0} \frac{1}{(jn\omega_0)^{k+1}} \int_{t_p}^{t_p+T_0} s^{k+1}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt, \quad (18)$$

kde ve členu s^{k+1} se objevují Diracovy impulsy, které jsou důsledkem derivace po částech spojitě funkce. Výsledek integrálu bude tedy číslo dané vlastnostmi Diracova impulsu. Pokud budeme tímto postupem pokračovat dále, objeví se derivace Diracova impulsu.

Výsledek integrálu bude úměrný $n\omega_0$ a zkrátí se tímž členem, který vznikl při výpočtu výše uvedeného signálu metodou per-partes.

Pro velikost amplitudového spektra platí:

$$|c_n| = \frac{1}{T_0} \frac{1}{|jn\omega_0|^{k+1}} \left| \int_{t_p}^{t_p+T_0} s^{k+1}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \right|. \quad (19)$$

A tím dostáváme omezení velikosti amplitudového spektra:

$$|c_n| \leq \frac{M}{|n|^{k+1}}, M < \infty. \quad (20)$$

Z výše uvedeného vztahu vyplývá, že $\lim_{n \rightarrow \pm\infty} |c_n| = 0$ a amplitudové spektrum se tedy stává zanedbatelné pro velké kmitočty a čím je signál hladší (k je větší), tím rychleji amplitudové spektrum bude ubývat s rostoucím kmitočtem.

Pro výkonové spektrum platí také, že pokud jsou derivace autokorelační funkce spojitě až do řádu $k-1$ a derivace řádu k je po úsecích spojitá, pak bude výkonové spektrum omezeno:

$$|c_n|^2 \leq \frac{M}{|n|^{k+1}}, M < \infty. \quad (21)$$

Periodický spojitý signál můžeme s určitou nepřesností nahradit signálem:

$$s(t) = \sum_{n=-1}^N C_n e^{jn\omega_0 t}, \quad (22)$$

který má konečnou šířku pásma $B=N/T_0=B.f_0$. Volba N (volba šířky pásma) je závislá na kritériu přípustného zkreslení.

Obvykle se volí tato dvě kritéria:

- zanedbatelný výkon rozdílového signálu
- zanedbatelná maximální velikost rozdílového signálu

Nejprve se budeme věnovat prvnímu kritériu. Výkon rozdílového signálu je roven:

$$\frac{1}{T_0} \int_{l_{PER}} \left| s(t) - \hat{s}(t) \right|^2 = \sum_{|n| \geq N} |c_n|^2 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2 - \sum_{n=-N}^N |c_n|^2 = P - P_N, \quad (23)$$

kde P_N je výkon signálu $s(t)$ v šířce pásma, to znamená výkon signálu $\hat{s}(t)$ se spektrem omezeným na určitou šířku pásma. Hodnotu N budeme volit tak, aby v přenášené šířce pásma byla dominantní část výkonu celého signálu.

Nyní se budeme věnovat druhému kritériu. Naším úkolem je dosáhnout přibližné shodnosti časového průběhu signálu s omezeným spektrem se signálem původním.

Ze závislosti maximální velikosti rozdílového signálu na šířce pásma

$$\left| s(t) - \hat{s}(t) \right| = \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} - \sum_{n=-N}^N c_n e^{jn\omega_0 t} \right| = \sum_{|n| \geq N} |c_n| \quad (24)$$

je možné určit takovou šířku pásma, aby byla velikost rozdílového signálu menší, než je daná mez. U nespojitých signálů však výše uvedená řada nekonverguje, a proto nelze tedy stanovit potřebnou šířku pásma. Pro vysvětlení tohoto případu je nutné zabývat se bodovou konvergencí.[2]

Pro splnění předpokladů musí signál splňovat následující podmínku:

Je-li signál v čase t spojitý, pak Fourierova řada konverguje stejnoměrně k hodnotě $s(t)$. Stejněsměrná konvergence znamená, že pro každé $\varepsilon > 0$ existuje N_ε takové, že pro $N > N_\varepsilon$ platí:

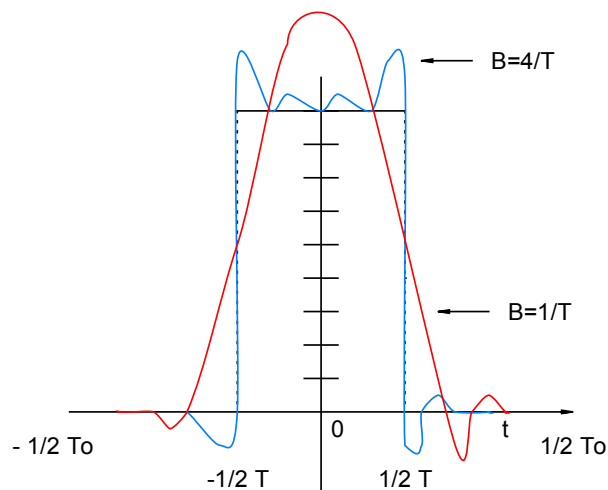
$$\left| s(t) - \sum_{n=-N}^N c_n e^{jn\omega_0 t} \right| \leq \varepsilon. \quad (25)$$

Jestliže signál není v čase spojitý (limita zleva se nerovná limitě zprava), pak Fourierova řada nekonverguje stejnosměrně a v bodě t je její hodnota:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} = \frac{1}{2}(s(t+) + s(t-)). \quad (26)$$

Z výše uvedeného vyplývá, že v intervalu spojitosti lze předepsat, nakolik se smí maximálně lišit průběh spektrálně omezeného signálu a z toho vyplývá šířka pásma.

V okolí bodu nespojitosti se objevují překmity, jejichž amplituda nemusí s rostoucí šířkou pásma klesat.[2]



Obrázek 11 Omezení spektra impulzu

3.2 Energie a výkon, výkonové spektrum

3.2.1 Energie

Pod pojmem energie si většina lidí představuje vykonanou práci nebo teplo, což je energie ve své fyzikální podstatě. Energie signálu však není energie ve fyzikálním smyslu a z toho důvodu není její jednotkou joule. Jednotka energie je dána jednotkou signálu.

Jako příklad uvedeme napětí. Pokud bude jednotkou signálu napětí, pak jeho jednotkou ve spojitém čase je $[V^2s]$ a v diskrétním čase $[V^2]$. Pokud bude signálem například proud, který protéká zátěží, je možné energii výkonu přepočítat na energii ve fyzikálním slova smyslu.

Ve většině případů však není tento přepočet možný. Například je-li signálem změna tlaku v čase nebo posloupnost čísel, tak tento signál žádnou práci nevykonává. Proto tyto pojmy nemůžeme zaměnit.[2]

Energie je pro spojitý signál v čase definována:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt, \quad (27)$$

pro diskrétní signál:

$$E = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |s(k)|^2. \quad (28)$$

3.2.2 Výkon

Signály, které mají konečnou energii, se nazývají energické. U signálu s nekonečnou dobou trvání může nastat případ, že energie roste nad všechny meze. V takovém případě nemá energie pro nás žádnou vypovídající hodnotu, a proto zavádíme definici výkonu:

$$P = A_v \left[|s(t)|^2 \right], \quad (29)$$

kde A_v je koeficient definovaný pro signály ve spojitém čase:

$$A_v[s(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T s(t) dt \quad (30)$$

a pro signály v diskrétním čase:

$$A_v[s(k)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{k=-N}^N s(k). \quad (31)$$

Signály, které mají konečný nenulový výkon, se nazývají výkonové signály. Podobně jako u výše uvedené energie není jednotkou takového výkonu watt, ale kvadrát jednotky signálu. Pokud by bylo signálem opět napětí, pak jeho jednotkou bude $[V^2]$.

Další důležitou charakteristikou pro výkonové signály jsou stejnosměrná složka a efektivní hodnota.[2]

Stejnoseměrná složka S_{ss} je střední hodnotou signálu $s(t)$:

$$S_{ss} = A_v[s(t)]. \quad (32)$$

Efektivní hodnota je signál S_{ef} , který má stejný signál jako původní signál $s(t)$:

$$S_{ef} = \sqrt{P} = \sqrt{A_v|s(t)|^2}. \quad (33)$$

Pro vzájemný výkon signálu platí:

$$P = A_v[s_1(t).s_2(t)]. \quad (34)$$

Jestliže signály s_1, s_2 jsou takové, že jejich vzájemný výkon je roven nule, pak se výkon součtu signálu rovná součtu jejich výkonu $P=P_1+P_2$. Signály, které mají vzájemný výkon rovný nulové hodnotě, se potom nazývají ortogonální podle výkonu.

Podobně je to i se součtem energií:

$$E = E_1 + E_2 + E_{12},$$

kde E_1, E_2 jsou energie jednotlivých signálů a E_{12} je vzájemná energie signálu ve spojitém čase:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t).s_2(t)dt \quad (35)$$

a v diskrétním čase:

$$E = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_1(k).s_2(k). \quad (36)$$

Jestliže je vzájemná energie rovna nule, nazýváme signály s_1, s_2 ortogonální podle energie. V tomto případě je energie součtu signálů rovna součtu jejich energií.[2]

3.2.3 Výkonové spektrum

Následující vzorec popisuje Parselovu rovnost pro diskrétní periodické signály:

$$P = \frac{1}{T_0} \int_{l_{PER}} |s(t)|^2 dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n|^2. \quad (37)$$

Člen $|C_n|^2$ představuje komplexní výkon harmonického signálu o úhlovém kmitočtu $n\omega_0$. Celkový výkon signálu je tedy součtem dílčích komplexních signálů, z nichž je signál složen.

Posloupnost $\left\{ |C_n|^2 \right\}_{n=-\infty}^{+\infty}$ nazýváme výkonové spektrum, protože nám sděluje, jaká část je z celkového výkonu signálu přenášena na jednotlivých kmitočtech. Výkon signálu, spektrálně omezeným na interval kmitočtů $\langle \omega_1, \omega_2 \rangle = \langle n_1 \omega_0, n_2 \omega_0 \rangle$, určíme:

$$P(\omega_1, \omega_2) = \sum_{n=n_1}^{n_2} |C_n|^2. \quad (38)$$

Výkonové spektrum je velmi úzce svázáno s autokorelací funkcí signálu. Dosazením a vhodnou úpravou dostáváme:

$$P = \frac{1}{T_0} \int_{l_{PER}} R(\tau) e^{-jn\omega_0\tau} d(\tau). \quad (39)$$

Vidíme, že jednotlivé složky spektra jsou Fourierovy koeficienty autokorelační funkce tohoto signálu. Autokorelační funkce je tedy s výkonovým spektrem svázána Fourierovou řadou.

$$R(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2 e^{jn\omega_0\tau}, \tau \in R. \quad (40)$$

Z toho, že autokorelační funkce je dána jednoznačně výkonovým spektrem, vyplývá, že autokorelační funkce signálů, které mají stejné výkonové spektrum, jsou stejné bez ohledu na průběh fázového spektra.[2]

3.3 Pojem postranní pásmo

Postranní pásmo je určitý kmitočtový interval ve spektru signálu, ve kterém je pomocí energie přenesena požadovaná informace. Tento signál je dále upraven modulačními metodami pro přenos například rádiovým kanálem a je zabezpečen proti chybám. Obecně je problém v tom, že pokud jsou modulační signály číslicové se skokovými změnami, potřebujeme k jejich vyjádření ve spektrální oblasti nekonečně mnoho frekvencí. Pro přenosové systémy je pak nemožné tento signál přenést. Protichůdný požadavek je, aby měl signál při přenosu co nejmenší šířku pásma, aby bylo možné ve spektru přenést více signálů.

Vhodný kompromis mezi zkreslením signálu a jeho šířkou pásma je, že se přenáší pouze hlavní část signálu kolem nosného kmitočtu, což odpovídá asi 90% energie signálu.

Tyto vlastnosti číslicových signálů se dají aplikovat i pro modulace, například PSK. PSK je v časové oblasti pouhé násobení, takže lze ve spektrální oblasti využít konvoluci spekter.

3.4 Druhy postranních pásem

V minulé podkapitole jsme získali základní představu o postranním pásmu. Postranní pásma se vzájemně odlišují. Mohou být dvě nebo pouze jedno, lze ovlivnit nosnou vlnu.

V další podkapitole popíšeme různé druhy postranních pásem a přiřadíme jim modulační metodu, pro kterou je dané postranní pásmo typické.

3.4.1 Dvě postranní pásma a nepotlačená nosná

Toto uspořádání je typické pro AM. Popíšeme si výhody a nevýhody tohoto uspořádání.

Amplituda nosné vlny $u_n(t)$ je ovlivňován modulačním signálem $S_m(t)$. Průběhy těchto signálů vyjadřují následující vzorce:

$$S_m(t) = U_m \cos(2\pi f_m t) \quad (41)$$

$$u_n(t) = U_n \cos(2\pi f_n t). \quad (42)$$

Časový průběh daného modulovaného napětí je pak dán:

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= [U_n + U_m \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_n t) \\ u_{AM}(t) &= [U_n + S_m(t)] \cos(2\pi f_n t) \\ u_{AM}(t) &= U_n [1 + m \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_n t), \end{aligned} \quad (43)$$

kde veličina $m=U_m/U_n$ je činitel amplitudové modulace, který se po vyjádření v procentech nazývá hloubka modulace. U tohoto parametru musí být dodržena podmínka $0 \leq m \leq 1$, jinak by došlo ke zkreslení signálu - přemodulování. Další podmínkou pro správnou funkci modulace je, aby kmitočet nosné vlny f_n byl mnohonásobně vyšší než maximální modulační kmitočet f_{\max} . [13]

Změříme se na vyjádření postranních pásem ve frekvenční oblasti. Pokud modulujeme amplitudovou modulaci pouze jediným harmonickým signálem, bude se frekvenční spektrum

skládat ze samotné nosné o amplitudě U_n a dvou postranních modulačních složek o amplitudách $U_m/2 = m \cdot U_n/2$, které leží symetricky po obou stranách nosné vlny na frekvencích $f_n + f_m$ a $f_n - f_m$. Jestliže je hloubka modulace $m = 100\%$, zabírá nosná vlna, která nenese žádnou informaci, většinu celkového výkonu. Jedná se o dvě třetiny. Na obě postranní pásma nesoucí užitečnou informaci zbývá pouze jedna třetina výkonu. To je základní nedostatek dvou postranních pásem a nepotlačené nosné - energetická nevýhodnost. [13]

Výkonovou účinnost AM vyjadřuje vzorec:

$$P_{AM} = \frac{U_{2\pi f_m}^2}{2 \cdot R} + \frac{1}{2} m^2 \cdot \frac{U_{2\pi f_m}^2}{2 \cdot R} = \frac{U_{2\pi f_m}^2}{2R} \cdot \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) = P_{2\pi f} \cdot \left(1 + \frac{m^2}{2}\right). \quad (44)$$

Následující vzorec vyjadřuje časový průběh modulačního signálu:

$$u_{AM}(t) = U_n [1 + k_{AM} m(t)] \cos(2\pi f_n t), \quad (45)$$

kde k_{AM} je konstanta vyjadřující amplitudovou citlivost modulátoru AM. Nabývá hodnot od nuly do jedné a po vyjádření v procentech se opět nazývá hloubka modulace.

Hloubku AM pro modulační signál vyjádříme z maximální amplitudy $U_{n\max}$ a minimální amplitudy $U_{n\min}$ modulovaného signálu:

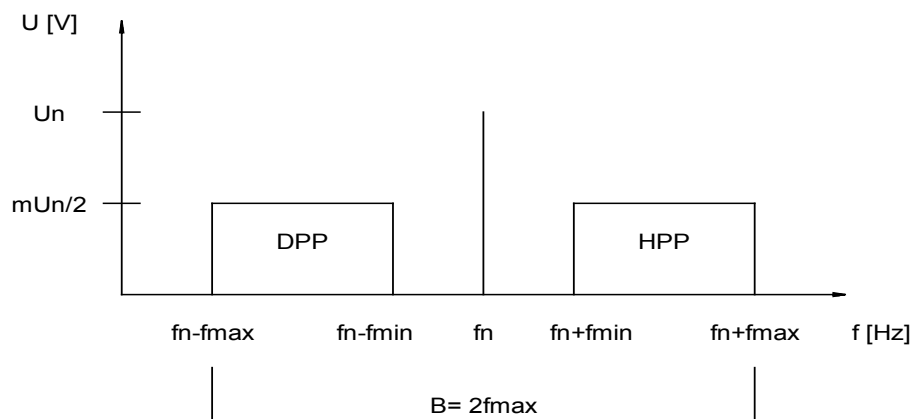
$$m = \frac{U_{n\max} - U_{n\min}}{U_{n\max} + U_{n\min}}. \quad (46)$$

Dále namodulujeme modulační signál na nosnou vlnu o určité frekvenci. Modulační signál má nejvyšší kmitočet f_{\max} a minimální kmitočet f_{\min} . Tím se vytvoří dvě postranní pásma kolem nepotlačené nosné vlny a celková šířka pásma je $B = 2f_{\max}$.

Následující vztahy vyjadřují obě postranní pásma (Obrázek 12):

$$B_H = |(f_n + f_{\min}) + (f_n + f_{\max})|, \quad (47)$$

$$B_D = |(f_n - f_{\min}) + (f_n - f_{\max})|. \quad (48)$$



Obrázek 12 Postranní pásma u AM

Po vyjádření obou postranních pásem přejdeme k nastavování jednotlivých typů postranních pásem. K tomu využijeme modulátor VSB (Obrázek 16).

Na vstupu modulátoru jsou vstupní signály $g_1(t)$ a $g_2(t)$. Oba tyto signály projdou přes $G_1(f)$ a $G_2(f)$ až na vstup násobiče. Vstupní signál $g_2(t)$ bude fázově posunut o 90° . Dále tyto signály pokračují až k výstupním filtrům $F_1(f)$ a $F_2(f)$. Oba tyto filtry jsou nastaveny na maximální propustnost signálu, neomezují postranní pásma. Výsledný signál vytvoří dvě postranní pásma na ose I a na ose Q, která jsou shodná s (47) a (48). Na ose I a Q mají postranní pásma tvar:

$$B = B_D + B_H = |(f_n - f_{\min}) + (f_n - f_{\max})| + |(f_n + f_{\min}) + (f_n + f_{\max})|. \quad (49)$$

Postranní pásma u této modulace nesou stejnou informaci a z toho vyplývá druhý nedostatek tohoto uspořádání – plýtvání kmitočtovým spektrem.

Oba tyto nedostatky lze odstranit. Pro zlepšení výkonu omezíme nosnou vlnu a výkon se rozdělí do postranních pásem. Pokud obě postranní pásma nesou stejnou informaci, jedno z nich potlačíme, a tím ušetříme kmitočtové spektrum. [13]

3.4.2 Dvě postranní pásma s potlačenou nosnou

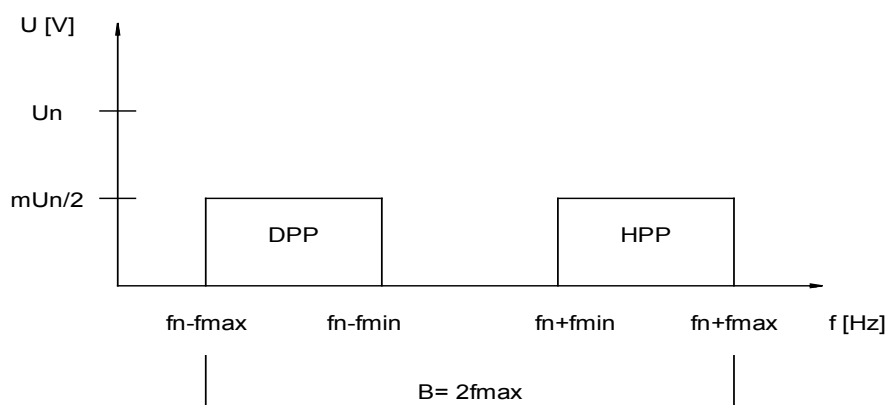
U předchozí modulační metody AM byl velký problém s nosnou vlnou. Nosná vlna zabírala většinu výkonu a přitom nenesla žádnou informaci. Nyní se zaměříme na řešení tohoto problému. Pokud odstraníme nebo potlačíme nosnou vlnu, uvolníme potřebný výkon pro postranní pásma. Modulační metoda, která tento problém vyřešila, nese název DSB-SC. Původní uspořádání pásma se změní tak, že nosná vlna bude zcela potlačena.

Modulovaný signál DSB-SC získáme vynásobením nosné vlny $u_n(t)$ a modulačního signálu $S_m(t)$:

$$u_{DSB}(t) = u_n(t)S_m(t) = U_n \cos(2\pi f_n t) S_m(t). \quad (50)$$

Výsledné spektrum modulovaného signálu je totožné jako u předchozího uspořádání postranních pásma, jen je zde odstraněna čára s nosnou vlnou (Obrázek).[13] Vyjádření obou postranních pásma je shodné se vzorci (47) a (48). Tím, že je odstraněna nosná, vytvoří se ve frekvenčním spektru prostor, do kterého lze začlenit další postranní pásmo. Tento volný prostor v kmitočtovém pásmu vyjádříme následujícím vzorcem:

$$Bp = |(f_n - f_{\min}) + (f_n + f_{\min})|. \quad (51)$$



Obrázek 13 Postranní pásma u DSB-SC

3.4.3 Jedno postranní pásmo a nosná (plná i potlačená)

Problém s potlačením nosné vlny je vyřešen v 3.4.2. Nyní budeme řešit, jak ušetřit kmitočtové spektrum. Jelikož u AM přenášejí obě postranní pásma stejnou informaci, je možné jedno z nich vynechat, a tím vyřešit problém s plýtváním kmitočtového spektra. Modulační metoda, která tento problém řeší, se nazývá modulace s jedním postranním pásmem (SSB). Modulaci SSB můžeme vytvořit dvěma způsoby:

- a) Modulovaný signál, vytvořený SSB, můžeme vygenerovat filtrační metodou. Princip této metody spočívá v modulování základních modulací. Dále pak modulovaný signál filtrujeme pásmovou propustí dolního nebo horního postranního pásma. Filtry musejí mít velmi strmé přechody, aby nedošlo k omezení užitečných kmitočtů. Strmé přechody také potlačí neužitečné kmitočty, které nejsou pro přenos důležité. Nejdřív je třeba vymezit vlastnosti filtru $h(t)$. Je-li funkce $g(t)$ definovaná na reálné ose t , pak Hilbertovou transformací je možné vyjádřit:

$$H[q(t)] = \frac{d[q(t)]}{dt} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g(\tau)}{t - \tau} d\tau. \quad (52)$$

Popisem a výběrem Hilbertovy transformace je možné popsat vlastnosti propusti. Výběr propusti $h(t)$ musí zajistit potlačení všech frekvencí ležících v požadované potlačené oblasti.

Přenosovou funkci propusti vyjádříme:

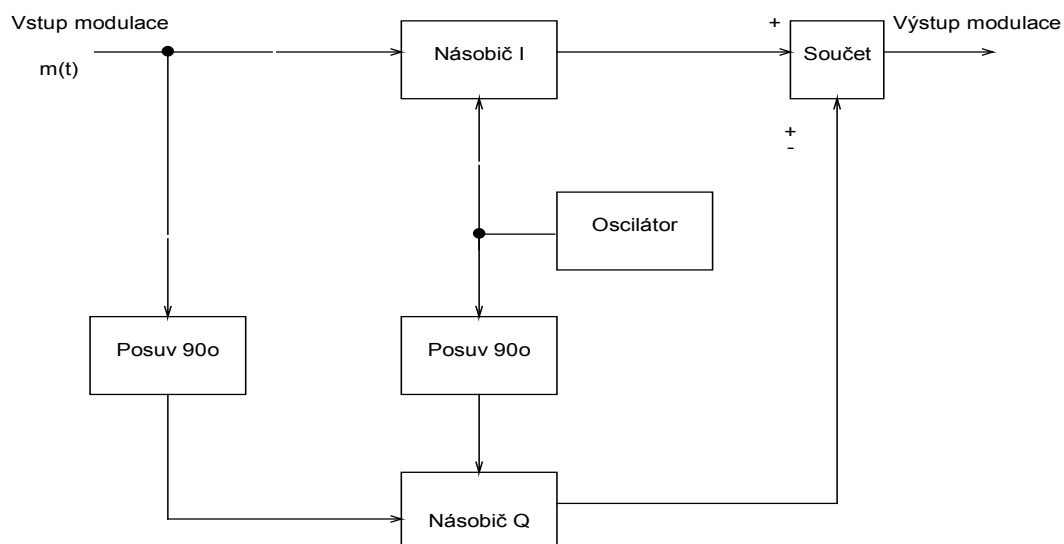
$$H(\omega) = \begin{cases} 0 & \text{pro } |\omega| \leq \omega_{ns} \quad \dots\dots\dots \text{potlačení dolního postranního pásma} \\ 1 & \text{pro } |\omega| > \omega_{ns} \end{cases}$$

Signál horního postranního pásma je vyjádřen následovně:

$$s_h(t) = h(t) \cdot g(t) \cos \omega_{n,s} t. \quad (53)$$

- b) Druhý způsob modulátoru (Obrázek 14) SSB-SC pracuje s fázovou diskriminační metodou. Modulátor se skládá ze dvou větví, ve kterých jsou obsaženy násobiče I a Q složek. Na násobič I přivádíme modulační signál a nosnou vlnu. Na násobič Q rovněž přivedeme modulační a nosný signál, ale oba tyto signály nejprve projdou přes fázový posouvač 90° . Posunutí o 90° představuje Hilbertovu transformaci. V obou násobičích vzniká modulace DSB-SC, přičemž jedna odpovídající dvojice jejich postranních pásem je

vždy vzájemně ve fázi a druhá v protifázi. Sečtením výstupů získáme horní postranní pásmo, odečtením dolní postranní pásmo.



Obrázek 14 Modulátor SSB-SC

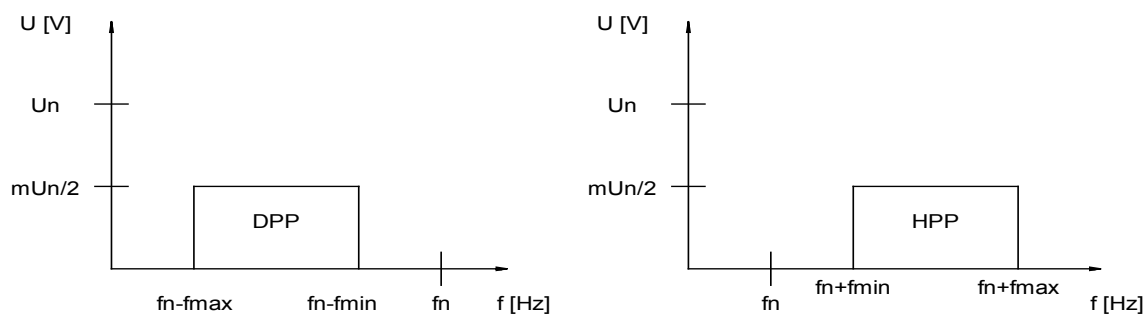
Výsledný modulovaný signál vyjadřuje vztah:

$$u_{SSB} = \frac{U_n}{2} \left[m(t) \cos(2\pi f_n t) \pm \bar{m}(t) \cos(2\pi f_n t) \right]. \quad (54)$$

Podle znaménka $\bar{m}(t)$ se vytvoří buď horní (v případě sčítání) nebo dolní postranní pásmo (v případě odečítání). Signál je vlastně původní modulační signál, který byl podroben Hilbertově transformaci.

Podle toho, zda přenášíme dolní nebo horní postranní pásmo, se spektrum posune níže nebo výše od nosného kmitočtu (Obrázek 15).

V modulátoru (Obrázek 16) nastavíme filtr $F1(f)$ na odstranění signálu na ose I a $F2(f)$ na odstranění složek signálu $\left| (f_n - f_{\min}) + (f_n - f_{\max}) \right|$ na ose Q. Výsledný signál vytvoří jedno postranní pásmo B_H na ose Q. Podle toho, jestli $F2(f)$ odfiltruje složky vyšší nebo nižší než f_n , se vytvoří $B_D(48)$ nebo $B_H(47)$. Pokud nastavíme filtry $F1(f)$ a $F2(f)$ opačně, bude výsledný signál tvořit jedno postranní na ose I.

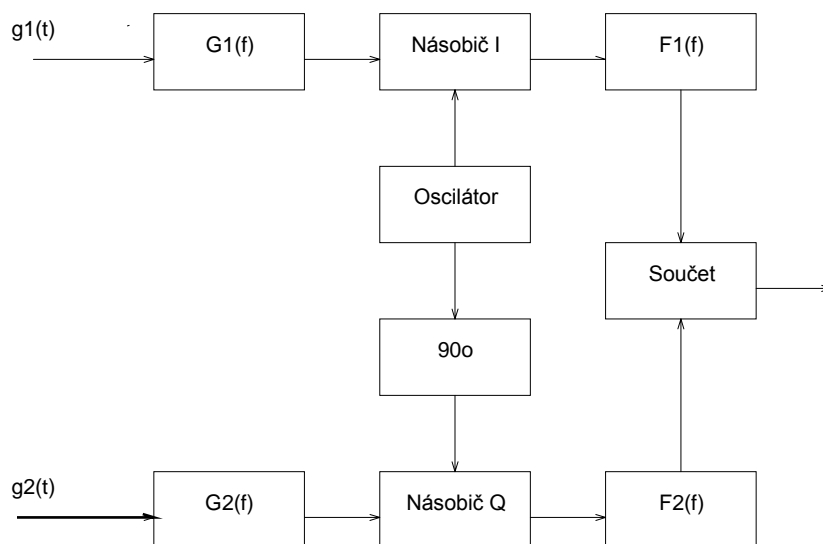


Obrázek 15 Postranní pásma u SSB-SC

3.4.4 Zbytkové postranní pásmo přenášené s jedním postranním pásmem

Omezení SSB a nehospodárnost DSB vede k hledání kompromisu. Modulace se zbytkovým postranním pásmem VSB má snadnou realizaci jako DSB, ale vyžaduje o málo širší frekvenční pásmo než SSB. Zbytková část postranního pásma se přenáší s úplným postranním pásmem. Tím se zmírňují požadavky na strmost propusti, a tím i rozšíření tolerance pro chvění fáze.

Matematický model požaduje vložit na výstupu modulátoru lineární propust. VSB stejně jako u SSB je lineární kombinace soufázové a kvadrurní složky. Abychom to dokázali, budeme předpokládat symetrickou propust $H_\beta(\omega)$.



Obrázek 16 Modulátor VSB

Přenosovou charakteristiku $H_\beta(\omega)$ můžeme vyjádřit pomocí přenosových charakteristik H_p

$$H_\beta(\omega) = \begin{cases} H_1(\omega) & \text{pro } -\omega_{ns} - \beta \leq \omega \leq -\omega_{ns} + \beta \\ 1 & \text{pro } -\omega_{ns} + \beta \leq \omega \leq \omega_{ns} - \beta \\ H_\beta(\omega) & \text{pro } \omega_{ns} - \beta \leq \omega \leq \omega_{ns} + \beta \end{cases}$$

Charakteristika má hladké boky a jejich šířka závisí na parametru β . V mezním případě $\beta \rightarrow 0$, H_1 a H_p mizí. Platí-li $\beta \neq 0$, pak tato propust přenáší část horního postranního pásma. Charakteristika $(1-H_\beta)$ určuje přenos zbytku dolního postranního pásma.

Při porovnání SSB a VSB je vyjádření těchto modulací podobné, přestože $g_\beta(t)$ není Hilbertovou transformací $g(t)$. Tento modulátor vytváří modulaci DMT v ADSL systému, která bude vysvětlena v následujících kapitolách.

V modulátoru (Obrázek 16) nastavíme filtr $F1(f)$ tak, aby odfiltroval složky vyšší než $\left| \frac{1}{2}(f_n + f_{\max}) \right|$. Filtr $F2(f)$ nastavíme na odfiltrování celého signálu. Výsledný signál bude tvořit jedno postranní pásmo, konkrétně B_D a část pásma B_H v rovině I.

Výsledné postranní pásmo bude mít tvar:

$$B = \left| B_D + \left[(f_n + f_{\min}) + \frac{1}{2}(f_n + f_{\max}) \right] \right|. \quad (55)$$

Pomocí různého nastavení filtrů $F1(f)$ a $F2(f)$ docílíme požadovaného typu postranního pásma.

3.4.5 Závěrečné poznatky

V předcházejících podkapitolách jsme si ukázali druhy postranních pásem a jejich vzájemnou odlišnost. Mohli jsme omezovat nebo zcela potlačit nosnou vlnu a vybírat postraní pásma, která jsme chtěli dále přenášet. Uvedli jsme největší nedostatky, které vznikají při nejstarším uspořádání postranních pásem – dvě postranní pásma a neomezená nosná. Hlavními problémy byla špatná energetická účinnost a zbytečné využívání frekvenčního spektra. Následující problémy jsme vyřešili použitím vhodnějších modulačních metod a nastavením filtrů pro modulovaný signál. Pomocí různého nastavení filtrů $F1(f)$ a $F2(f)$ v modulátoru VSB (Obrázek 16) docílíme požadovaného typu postranního pásma.

4 ZMĚNY PARAMETRŮ V ZÁVISLOSTI NA OMEZOVÁNÍ POSTRANNÍCH PÁSEM

Jak bylo uvedeno v předchozí kapitole, postranní pásmo je frekvenční interval, ve kterém figurují další veličiny jako například energie, poměr SNR. V této kapitole získáme teoretické podklady pro praktické měření. Nejdříve se seznámíme s technologií ADSL, která je využívána pro připojení k internetu přes stávající telefonní vedení. Dále uvedeme modulace, která tato technologie využívá a která budou využita při vlastním měření. Nakonec u těchto modulací budeme ovlivňovat parametry postranních pásem a sledovat námi vyvolané změny. Tímto získáme teoretické závěry pro výsledky praktického měření.

4.1 Účastnické vedení v asymetrickém digitálním provozu

V této podkapitole vysvětlíme pojem a funkci účastnického vedení v asymetrickém digitálním provozu. Seznámíme se s výhodami a nevýhodami této technologie.

Technologie ADSL se zabývá přenosem datových informací přes běžnou telefonní linku ve vysokých přenosových rychlostech v řádu jednotek Mbit/s. Od samého počátku byla tato technologie navržena jako přenosová technika pro koncové uživatele běžné telefonní sítě.

Asymetrie přenosových rychlostí, které nám nabízí poskytovatel této služby, je odvozena z běžného připojování koncového uživatele do internetu. Zde probíhá výměna nutných dat směrem od účastníka k poskytovateli, které mají obvykle malý objem. Pokud se ovšem směr toku dat obrátí, poskytovatel posílá koncovému účastníkovi daleko větší objem dat. Ze všech komponent klasické telefonní přípojky využívá ADSL pouze vlastní linku, další komponenty jsou odlišné. Z toho vyplývají základní výhody a nevýhody této technologie.

Mezi výhody ADSL technologie patří vysoká přenosová rychlost, snadná instalace a vysoká místní dostupnost. Dalším kladem je zachování již zavedených telefonních služeb a možnost telefonovat a být současně připojen k internetu.

Za hlavní nedostatek ADSL technologie je považován nízký dosah ústředěn, které navíc tuto technologii nemusí podporovat. Mezi další nedostatky patří nižší skutečná přenosová rychlost než uvádí výrobce.

ADSL ve své základní podobě nabízí maximální přenosové rychlosti směrem od poskytovatele k uživateli 8 Mbit/s (zpětný kanál) a směrem od uživatele k poskytovateli 1 Mbit/s (dopředný kanál). Tyto přenosové rychlosti jsou ovšem pouze teoretické.

Ve skutečnosti jsou přenosové rychlosti nižší, protože jsou omezovány kvalitou linky a kvalitou páteřní sítě poskytovatele.

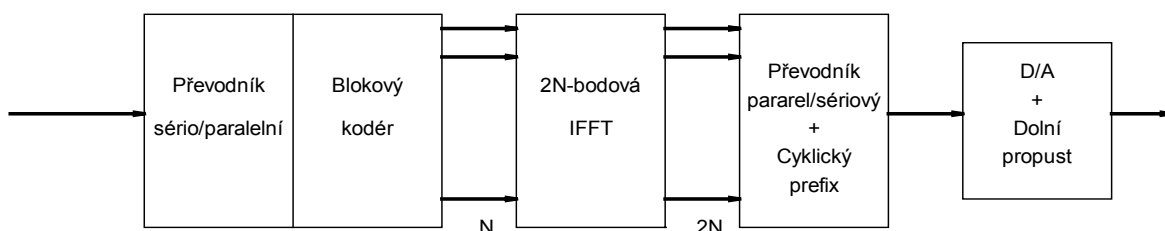
Útlum na běžných telefonních linkách se s rostoucí frekvencí i délkou linky velice zvyšuje. Z toho vyplývá omezení délky linky, která nesmí být delší než 4,2 km. Kvůli tomuto omezení je ADSL snadno dostupné jen ve větších městech, kde jsou koncoví účastníci dostatečně blízko k telefonní ústředně. Teoreticky je možné na vedení instalovat opakovače nebo umístit komponenty ADSL blíže k účastníkovi a připojit je optickým vláknem, ale z ekonomického hlediska je takové řešení neúnosné.[8]

4.2 Modulace aplikované v účastnickém vedení asymetrického digitálního provozu

V této podkapitole uvedeme dvě modulační metody důležité pro praktické měření a používání v technologii ADSL. První z této dvojice je multitónová modulace, která využívá modulaci QAM, jenž je druhou zmiňovanou modulací.

4.2.1 Multitónová modulace DMT

Pro další kapitoly diplomové práce je velmi důležitá modulační metoda, která se nazývá multitónová modulace (DMT). Pomocí této modulace je možné namodelovat přenos dat přes přenosový kanál a získat konkrétní hodnoty pro porovnání teoretických poznatků z následující kapitoly.

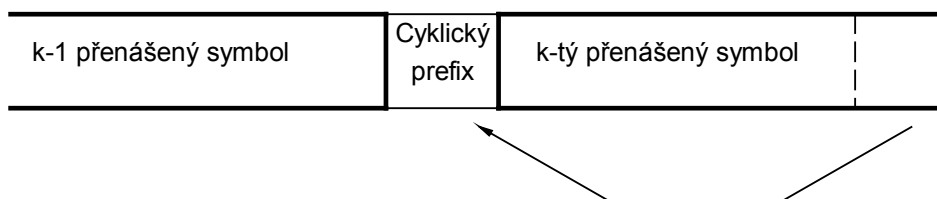


Obrázek 17 Blokové schéma DMT modulace

Základní blokové schéma DMT modulace je zobrazeno na Obrázku 17. Princip modulace je následovný. Data přicházející na vstup jako sériová, jsou následně upravena na paralelní a dále pak seskupena do jednotlivých bloků, kde N značí délku bloku v jednotkách byte a rovná se délce symbolu. Uložené bity v bloku jsou potom přerozděleny do sub-bloků, které jsou přenášeny sub-kanály, jenž jsou modulované na jednotlivých nosných kmitočtech. Počet bitů v sub-bloku není stanoven, ale určuje se v průběhu inicializace z hodnot SNR, přičemž záleží na vlastnostech dvoudrátového vedení, na požadované velikosti datovém toku, vysílaného výkonu a na BER.

Celý přenosový kanál je ve frekvenční oblasti rozdělen do velkého počtu sub-kanálů. Tento počet se různí podle požadavků na rychlost přenosu informace. Pro přenosovou rychlost 8 Mbit/s je použito frekvenční pásmo 0 – 1,1 MHz, které se rozděluje do 256 nosných, se šířkou asi 4000 Hz. Pro nižší přenosové rychlosti kolem 2 Mbit/s se volí menší frekvenční pásmo 552 kHz, které se následně rozdělí do 128 nosných. V každém sub-kanále probíhá nezávisle na sobě kvadrurní modulace QAM, při níž se vytváří určitá M stavová QAM pro nosný kmitočet. Například při počtu dvou bitů na kanál je uspořádání QAM čtyřstavové (4QAM), při čtyřech bitech na sub-kanál vzniká uspořádání šestnácti stavové. Při maximálním počtu bitů, který je roven 15 bitům, může mít uspořádání 32768 stavů. V praxi se používá maximálně 12 bitů na sub-kanál. Vysílač DMT moduluje data vytvářením tónových shluků, sdružuje je a vysílá na vedení jako symboly DMT. Každý sub-kanál u DMT může mít jiný počet bitů.

V paralelně sériovém převodníku (Obrázek 18) se paralelní data převedou zpět na sériový tok bitů a navíc se přidá Cyklický prefix, který pracuje tak, že poslední vzorky z bloku zkopíruje na jeho začátek. Cyklický prefix odděluje jednotlivé sousední symboly a snižuje tak interferenci mezi jednotlivými symboly. Tím, že vytváří pseudoperiodický signál, také snižuje interferenci mezi jednotlivými sub-kanály. Dále také zabezpečuje synchronizaci. V přijímači je Cyklický prefix odstraněn.



Obrázek 18 Cyklický prefix

V DMT systémech se modulace realizuje pomocí $2N$ -bodové inverzní rychlé Fourierovy transformace. Důvodem toho je přiřazení jednotlivých dat sub-symbolům. Ty se ve frekvenční oblasti reprezentují uspořádáním bodů v paralelních nezávislých sub-kanálech.

Abychom se vyhnuli použití série filtrů a modulátorů pro každý sub-kanál, které jsou nutné pro modulace s více nosnými vytvářející signál v časové oblasti, je DMT přenášený signál tvořen ve frekvenční oblasti. Proto je ve vysílači využita inverzní Fourierova transformace, která transformuje signál z frekvenční oblasti do časové oblasti. Pomocí inverzní Fourierovy transformace je převedeno N komplexních hodnot na $2N$ reálných hodnot.

V přijímači je $2N$ reálných hodnot demodulováno pomocí $2N$ -bodové FFT, která převede signál z časové do frekvenční oblasti. Převod do frekvenční oblasti nám oddělí N nezávislých paralelních sub-kanálů, jejichž obsah může být dále zpracován odděleně.

DMT systémy na straně přijímače také vyžadují ekvalizaci (úpravu) signálu, ale ne tak komplexní jako pásmové systémy CAP nebo QAM. Používají se dva druhy: ekvalizace v časové oblasti TEQ a ekvalizace ve frekvenční oblasti FEQ.

TEQ ekvalizér zkracuje impulzovou odezvu kanálu na délku (stejnou nebo kratší) jednoho cyklického prefixu.

Ekvalizér FEQ ve frekvenční oblasti je využit pro korekci amplitudy a fáze signálu v jednotlivých sub-kanálech. Korekci provedeme, když vynásobíme signál komplexním číslem, které bylo stanoveno při inicializačním procesu.

Převodníky digitálního a analogového signálu musí být velmi přesné a musí mít velký dynamický rozsah. Analogový filtr (dolní propust) potlačuje vyšší harmonické frekvence přenášeného signálu, které vzniknou při digitálním zpracování signálu.

4.2.2 Kvadrurní amplitudová modulace (QAM)

Základy této modulace byly uvedeny v kapitole 2.4.2.3. V následující kapitole se zaměříme na její vznik.

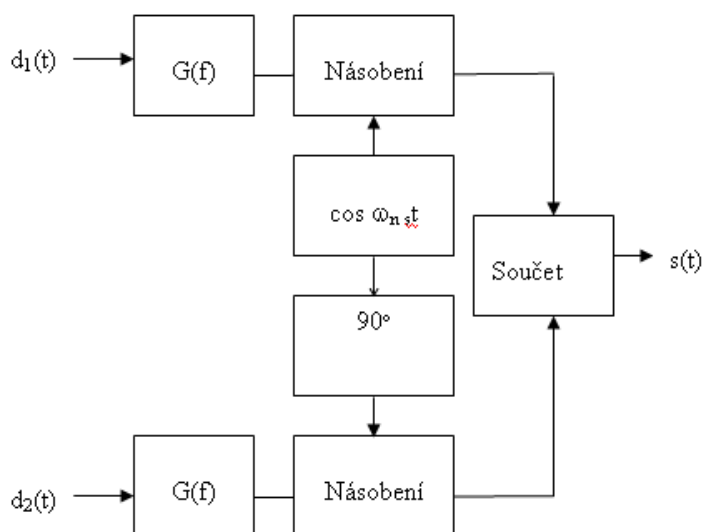
Tato modulace může přenášet signály základního pásma dvou nezávislých zdrojů ve stejné frekvenční poloze. Jeden signál lineárně moduluje obálku kosinového harmonického průběhu, druhý moduluje obálku sinového harmonického průběhu.

Modulace se označuje také jako s nezávislými postranními pásmy (ISSB), využívajícími dva nezávislé systémy SSB-SC. Každý modulátor je klíčován lichými nebo sudými částmi díbitů a to současně. Obě postranní pásma lze kombinovat a přenášet ve vzájemném

kvadrurním vztahu. Fáze postranních pásem jsou navzájem kolmá a to dovoluje oddělenou koherentní demodulaci.

Dva oddělené signály základního pásma $d_1(t)$ a $d_2(t)$ přivedené na vstup zmíněného modulátoru vytvářejí výstupní signál $q(t)$, který je vytvářený součtem dílčích součinů:

$$s_{QAM}(t) = d_1(t) \cos \omega_n s t + d_2(t) \sin \omega_n s t. \quad (56)$$



Obrázek 19 Modulátor QAM

4.3 Vliv šířky pásma na modulační a přenosovou rychlost

Šířka přenosového pásma u přenosových cest výrazně ovlivňuje možnost přenosu dat. Přenosové pásmo je interval mezi nejnižší a nejvyšší frekvencí, kde se přenášejí data s požadovanou kvalitou. Dále se budeme zabývat závislostí mezi šířkou pásma a přenosem dat.

Pokud bychom přenášeli elektrický signál přes přenosovou cestu způsobem změny hodnoty signálu v určitých časových intervalech, příjemce by mohl ve zmíněných časových intervalech zrekonstruovat původní vysílaný signál. Na přenosové cesty působí mnoho nepříznivých faktorů, mezi které patří různé druhy rušení a obvodové vlastnosti, což má za následek vznik chyby v přenášeném signálu. I kdybychom na vysílací straně zajistili bezchybné

vyslání signálu, na přijímací straně obdržíme vždy signál zatížený chybou. Nejprve se zaměříme, jak šířka pásma ovlivňuje chybovost přenášeného signálu.[6]

Libovolný signál můžeme složit ze signálů harmonických, tedy nahradit jej součtem řady harmonických signálů. Víme, jaký vliv má šířka pásma na harmonické signály, jejichž frekvence spadají do příslušného frekvenčního intervalu. Frekvence obsažené v požadovaném frekvenčním intervalu budou přeneseny s minimálním zkreslením, zatímco frekvence ležící mimo tento interval se nepřenesou vůbec.

Šířka přenosového pásma ovlivňuje chybovost následujícím způsobem. Pokud bude frekvenční interval dostatečně velký, bude přeneseno vysoké množství frekvenčních složek a signál na přijímací straně bude kvalitněji složen, než když jej omezíme a nepřeneseme dostatečné množství frekvenčních složek. To bude mít za následek špatné sestavení vyslaného signálu, popřípadě jeho úplné ztrátě.

4.3.1 Nyquistovo kritérium

Šířka přenosového pásma má velký vliv na chybovost signálu, který byl námi přenášen přes přenosovou cestu. Vzorec, který určuje, kdy se přenášený signál zatíží tak velkou chybou, že jej nebude možné na přijímací straně znovu složit, se nazývá Nyquistovo kritérium. Tento vztah říká, že pokud bude signál filtrován přes pásmovou propust šířky H , která odstraní složky o frekvenci vyšší než H , je nutné snímat hodnotu přijímaného signálu alespoň dvojnásobnou rychlostí, aby bylo dosaženo nejkvalitnějších hodnot toho, co signál reprezentuje. Pokud bychom snímali stav přijímaného signálu rychleji, nedocílíme zlepšení kvality signálu, protože veškerou další informaci odstraní pásmová propust.

Závěr z tohoto zjištění je tedy následující. Je-li k dispozici přenosová cesta s šířkou pásma B a je-li touto přenosovou cestou přenášen jakýkoli signál, který některým svým parametrem rozlišuje mezi několika možnými alternativami, pak nemá smysl střídat tyto alternativy rychleji než s frekvencí $2B$. Například je-li k dispozici přenosový kanál o šířce pásma 4000 Hz, nemá význam měnit jeho parametry rychleji než 8000x za sekundu.[6]

4.3.2 Modulační rychlost

Pojem modulační rychlost popisuje, jak rychle je možné měnit pomocí použité modulace parametry přenášeného signálu, aby byly tyto změny na přijímací straně dostatečně čitelné a signál tak bylo možné reprodukovat. Modulační rychlost vyjadřuje počet změn za sekundu.

Jak je uvedeno výše v 4.3.1, Nyquistovo kritérium říká, že vzorkovat má smysl pouze dvojnásobnou rychlostí maximální velikosti šířky pásma, které je dostupné. Z těchto úvah je možné odvodit vztah pro maximální možnou modulační rychlost:

$$v_m = \frac{1}{a}. \quad (57)$$

Z uvedeného vztahu je patrné, že modulační rychlost není závislá na typu použité modulace, ale pouze na dostupné šířce přenášeného pásma.[7]

4.3.3 Přenosová rychlost

Modulační rychlost nevypovídá o tom, jaká je schopnost přenosu dat přes přenosové medium. Pokud jsme schopni přesně říct, kolik Bd můžeme dosáhnout na přenosové cestě, stále nedovedeme vyjádřit, jaký objem dat se přenese za sekundu přes tuto cestu.

Když při použití modulace měníme skokově určitý parametr přenášeného signálu, kolik možných hodnot můžeme zvolit? Jestli vybíráme pouze ze dvou stavů, pak každý stav reprezentuje jednu binární číslici a ke změně bude docházet vždy jednou za jeden bit. Pokud máme na výběr čtyři stavy, potom každý z nich představuje dvojici binárních číslic a změna by nastala jednou za dva bity. Obecně platí, že počet bitů reprezentovaných jednou změnou přenášeného signálu je dvojkový logaritmus počtu možných stavů.

Kolik dat jsme schopni poslat přes přenosovou cestu určuje přenosová rychlost, která je uváděná v jednotkách bit za sekundu. Podle předchozích úvah sestavíme vzorec ukazující závislost mezi přenosovou a modulační rychlostí:

$$v_p = v_m \cdot \log_2(M), \quad (58)$$

kde M reprezentuje počet možných stavů přenášeného signálu.

Modulační rychlost, která je udávána v Bd vyjadřuje počet změn přenášeného signálu za jednotku času, ale už neříká nic o počtu přenášených bitů. Oproti tomu přenosová rychlost, která je udávána v bitech za sekundu, vyjadřuje počet datových bitů, které můžeme přenést za jednotku času, a nezmiňuje počet změn signálu. Obě tyto veličiny se přitom nemusí rovnat. Pokud pro vyjádření jednoho datového bitu použijeme dvou stavů, potom bude vycházet přenosová rychlost poloviční oproti modulační rychlosti. Naopak, když máme možnost použít

čtyři možné stavy, můžeme vyjádřit hned dva datové bity a přenosová rychlost vzroste na dvojnásobnou hodnotu oproti rychlosti modulační.

Přenosová a modulační rychlost se rovnají v případě, že přenášený signál má pouze dva možné stavy a změna je reprezentována jedním datovým bitem. Obecně pak platí uvedený vztah (58). Rozdíl mezi těmito dvěma rychlostmi je dobře pozorovatelný u dnešních telefonních modemů. Tyto modemy využívají složitější metody modulace a kódování a mohou tak pracovat s velkým počtem možných stavů přenášeného signálu a svých přenosových rychlostí dosáhnou i při relativně nízkých modulačních rychlostech. Na druhou stranu modemy nemohou použít jiná řešení, protože mají k dispozici určený přenosový kanál s fixní šířkou přenosového pásma (300 až 3400 Hz, neboli 3,1 kHz), a podle Nyquistova kritéria používáme maximální modulační rychlost 6200 Bd. V praktické aplikaci se využívají ještě nižší modulační rychlosti. Jako příklad uvedeme modem s přenosovou rychlostí 14,4 kbit/s za sekundu, který pracuje se signálem a má modulační rychlost 2400 Bd, přičemž signál může nabývat 64 různých hodnot. Jedna změna tohoto signálu reprezentuje šest bitů.[7]

4.3.4 Shannonův teorém

Pokud budeme zlepšovat technickou stránku přenosu a zvyšovat přenosovou rychlost na přenosové cestě, můžeme takto přenosovou rychlost zvyšovat do nekonečna? Pokud má maximální modulační rychlost dle Nyquistova kritéria dvojnásobnou hodnotu oproti dostupné šířce přenosového pásma, je neměnná pro danou přenosovou cestu. Z toho plyne, že modulační rychlost nemůžeme zvyšovat do nekonečna a její maximální hodnota je pevně dána. Jak už víme, přenosová rychlost závisí na modulační rychlosti podle výše uvedeného vzorce (58), pak jako poslední možnost zvýšení přenosové rychlosti zbývá zvyšovat parametr M neboli zvýšit počet rozlišovaných stavů přenášeného signálu. Konečná přenosová rychlost při lineárním zvyšování M se bude zvyšovat nižším tempem, ale přesto můžeme při dostatečně vysoké hodnotě n dostat přenosovou rychlost na tak vysokou hodnotu, jakou požadujeme. Ale i tato možnost má svá omezení. Pokud budeme dále zvyšovat počet možných stavů přenášeného signálu, bude je na přijímací straně stále těžší rozpoznat a reprodukovat tak vyslaný signál. Je zřejmé, že při určité špatné rozlišitelnosti signálu příjemce bezpečně nerozliší mezi stavy vyslaného signálu.

Tato hranice je principiálního charakteru a je tudíž nezávislá na dokonalosti techniky a technologie.

Maximální dosažitelná přenosová rychlost závisí na dostupné šířce přenosového pásma a pak už jen na kvalitě přenášeného signálu, která je vyjádřena tím, jak dobře jej lze odlišit od

nepříznivých vlivů, zejména šumu. Konkrétní vztah závislosti přenosové rychlosti na uvedených veličinách, který se označuje také jako Shannonův teorém:

$$v_{p\max} = B \cdot \log_2(1 + SNR). \quad (59)$$

Poměr signál-šum je dán reálnými obvodovými vlastnostmi konkrétní přenosové cesty a v praxi většinou ji není možné výrazněji ovlivnit.[7]

Nyní shrneme vliv postranního pásma na přenosovou rychlost. Jak vyplynulo z kapitol 4.3.2 a 4.3.3, postranní pásmo přes modulační rychlost zásadně ovlivňuje přenosovou rychlost. Pokud bychom omezovali námi dané postranní pásmo, mohli bychom zaznamenat pokles přenosové rychlosti až na nejnižší hranici, což je téměř úplné odstranění postranního pásma. Naopak pokud bychom postranní pásmo rozšiřovali, rostla by adekvátně i přenosová rychlost teoreticky až na hodnotu nekonečno.

V praxi máme ovšem postranní pásma omezena ať už druhem modulace nebo technologickým postupem, ale i tak můžeme dále zvýšit přenosovou rychlost použitím vícecestavové modulace na úkor kvality signálu. Je tedy nutné zvolit vhodný kompromis.[7]

4.4 Změna parametrů v závislosti na omezování postranních pásem

V této podkapitole budeme měnit typ postranního pásma a sledovat, co se děje s parametry v přenosovém kanále.

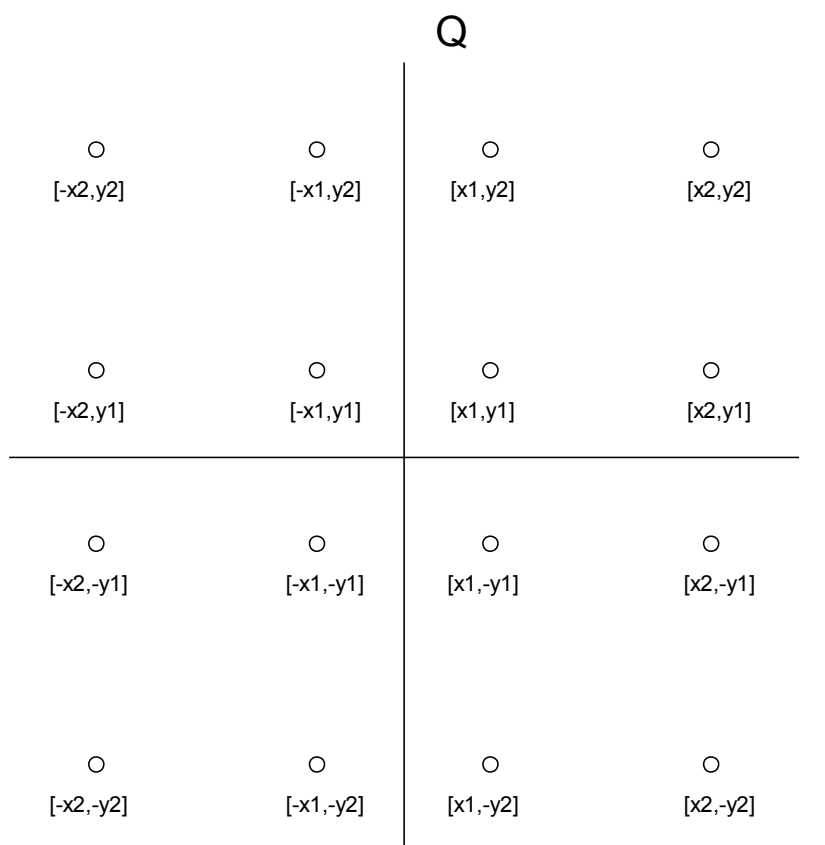
Jako názorný příklad použijeme konstelační diagram šestnácti stavové kvadraturní amplitudové modulace, jejíž základy byly uvedeny v kapitolách 2.4.2.3 a 4.2.2. Uvedený diagram modulace ukazuje maximální přenos této modulace, což je šestnáct bodů, rozdělených do čtyř kvadrantů. V tomto případě mají postranní pásma maximální hodnotu, rovněž modulační i přenosová rychlost. Z diagramu je dále patrné, že přenos proběhl bezchybně, nezátížen chybou vznikající při přenosu přes přenosový kanál. Pro další úvahy budeme předpokládat, že přenos proběhl s nulovou chybovostí.

Budeme uvažovat, jak se projeví jiné modulační metody s rozdílnými postranními pásmy na modulaci QAM a budeme sledovat změny v konstelačním diagramu.

Aby tyto změny byly dobře patrné, přiřadíme jednotlivým bodům diagramu souřadnice podle kartézského systému. Souřadnice jsou uvedeny v následující tabulce.

I. kvadrant		II. kvadrant	
Bod	Souřadnice	Bod	Souřadnice
Bod č. 1	$[x1; y1]$	Bod č. 5	$[-x1; y1]$
Bod č. 2	$[x2; y1]$	Bod č. 6	$[-x2; y1]$
Bod č. 3	$[x1; y2]$	Bod č. 7	$[-x1; y2]$
Bod č. 4	$[x2; y2]$	Bod č. 8	$[-x2; y2]$
III. kvadrant		IV. kvadrant	
Bod	Souřadnice	Bod	Souřadnice
Bod č. 9	$[-x1; -y1]$	Bod č. 13	$[x1; -y1]$
Bod č. 10	$[-x2; -y1]$	Bod č. 14	$[x2; -y1]$
Bod č. 11	$[-x1; -y2]$	Bod č. 15	$[x1; -y2]$
Bod č. 12	$[-x2; -y2]$	Bod č. 16	$[x2; -y2]$

Tabulka 1 Souřadnice 16QAM



Obrázek 20 Konstelační diagram 16QAM

Každý bod v diagramu má přiřazené svou souřadnici. Přistoupíme k změně parametrů postranních pásem.

4.4.1 Změna při použití jednoho postranního pásma (SSB)

Základy teorie k této modulaci jsou uvedeny v podkapitole 3.4.3. Pokud budeme uvažovat variantu s jednoduchým potlačením pásma přes pásmovou propust, projeví se změna tak, že jedno z postranních pásem v závislosti na nastavení propusti bude zcela potlačeno.

Potlačíme dolní postranní pásmo na ose I. V modulátoru (Obrázek 16) nastavíme filtr $F1(f)$ na odfiltrování složek $\left| (f_n - f_{\min}) + (f_n - f_{\max}) \right|$. To znamená, že z celkových šestnácti stavů by bylo možné použít pouze osm, což by mělo za následek přenos jen osmi bodů konstelačního diagramu. Pro modulační a přenosovou rychlost by to znamenalo také změnu. Modulační rychlost by se snížila na polovinu, protože jak víme z podkapitoly 4.3.2, je závislá pouze na šířce přenosového pásma. Přenosová rychlost by se rovněž snížila, neboť ta je závislá na modulační rychlosti. Všechny stavy jsou uvedeny v podkapitole 4.3.3. Pokud zvolíme případ, v kterém propust potlačí dolní postranní pásmo, budou přeneseny body 1-4 a 13-16, modulační a přenosová rychlost poklesne na polovinu.

4.4.2 Změna při použití zbytkového postranního pásma VSB

Základy teorie jsou uvedeny v kapitole 3.4.4. Tato modulace je kompromis mezi modulacemi DSB a SSB. Ve své podstatě umožňuje přenos jednoho postranního pásma celého a část druhého postranního pásma. Opět tedy záleží na nastavení propusti. Rozdíly oproti SSB jsou takové, že budeme moci použít více stavů, a tím přenést více bodů v konstelačním diagramu. Tím naroste modulační i přenosová rychlost, neboť přenášené pásmo bude větší než SSB. Naproti tomu budou hodnoty rychlostí nižší, než by tomu bylo při plných šířkách postranních pásem. Modulační rychlost nám poklesne ekvivalentně se zmenšením šířky přenášeného pásma a přenosová rychlost sníží svou hodnotu v závislosti na modulační rychlosti.

Vezmeme si nyní příklad, že dolní postranní pásmo bude přenášeno celé a část horního postranního pásma bude potlačena. V modulátoru (Obrázek 16) nastavíme filtr $F1(f)$ tak, aby odfiltroval všechny složky signálu vyšší než $\left| \frac{1}{2}(f_n + f_{\max}) \right|$. Výsledné postranní pásmo

je shodné s (55). Přeneseny budou body 1 a 3, 5-7, 9-12, 13 a 15. Současně se projeví pokles modulační a přenosové rychlosti o jednu čtvrtinu.

4.5 Závěrečné poznatky

Závěrem shrneme obecná pravidla, jak postranní pásma ovlivňují parametry signálu. Můžeme říci, že pokud dojde k nějakému omezení postranního pásma nebo k jeho úplnému odstranění, ať už použitím jiné modulační metody či vlivem rušení, projeví se to negativně na modulační a přenosové rychlosti. Podle vzorců uvedených v kapitole 4.3.2 a 4.3.3 vidíme, že dojde k poklesu obou těchto rychlostí, což je nežádoucí. Navíc v těchto úvahách není zahrnuto působení vnitřních a vnějších rušících vlivů, které se také negativně projevují na vlastnostech parametrů přenosového kanálu. Použitím modulačních metod SSB a VSB místo QAM má za následek zhoršení kvality přenosového signálu.

5 PRAKTICKÁ MĚŘENÍ ÚČASTNICKÉ LINKY V ASYMETRICKÉM DIGITÁLNÍM PROVOZU

V této kapitole provedeme praktické měření systému ADSL, abychom získali konkrétní naměřené hodnoty, na kterých ověříme teoretické předpoklady o postranních pásmech modulace, které byly uvedeny v této práci. Cílem této kapitoly je ukázka, jak jednotlivé modulační přenosy bitovou informaci oproti multitonové modulaci, pomocí které budou naměřeny výsledky a jak se tato změna projeví na celkové přenosové rychlosti.

5.1 Použitá modulace pro měření

Pro měření v ADSL systému bude použita modulace DMT. Tato modulace byla vysvětlena v kapitole 4.2.1. Nyní si ji krátce připomeneme.

DMT pracuje na principu rozdělení dostupného přenosového pásma do 256 částí, což jsou frekvenční kanály o šířce zhruba 4 kHz na principu frekvenčního multiplexu, které se snaží používat samostatně a nezávisle na sobě. Kanály 7 až 32 jsou určeny pro zpětný kanál, 33 a výše pro dopředný kanál, s odstupem od klasických hlasových přenosů v podobě nevyužívaných kanálů do 6. kanálu včetně. ADSL průběžně kontroluje chybovost, rušení a útlum přenosu v každém dílčím kanálu a podle toho se snaží adaptivně rozkládat celkový datový tok do těch kanálů, jež jsou momentálně vhodné. Tímto způsobem se ADSL dokáže vyrovnat s tím, že na některé části frekvenčního spektra působí negativní vlivy více, zatímco na jiné méně.[8]

5.2 Měření pomocí přístroje SunSet xDSL

SunSet xDSL je digitální multimetr, který dokáže měřit parametry na vedení v systému ADSL. Sada obsahuje dva vlastní přístroje pro různé typy měření parametrů systému ADSL. Mezi nejvýznamnější parametry, které je tento přístroj schopen měřit, patří ztráty (útlum) vedení, poměr signál šum (SNR). Přístroj dovede měřit mnoho dalších parametrů, ale to není předmětem této práce.

Po seznámení se základními funkcemi přístroje proběhlo vlastní měření. Cílem měření bylo pomocí dvou přístrojů SunSet xDSL nasimulovat přenos modulovaného signálu po vedení v systému ADSL za účelem zjištění přenosu bitů v jednotlivých sub-kanálech vedení. Počet subkanálů byl 256 a v jednom sub-kanále lze přenést maximálně dvanáct bitů. U této simulace figurovaly ještě další významné parametry jako přenosová rychlost a poměr signálu k šumu (SNR).

Výsledek měření ukazuje, kolik bitů se přenáší v jednotlivých sub-kanálech při určité přenosové rychlosti a hodnotě SNR. Dalším krokem bude obecné vyjádření počtů přenášených bitů pomocí konstelačního diagramu, ve kterém budou jednotlivé bity vyjádřeny v kartézském systému tak, aby bylo snazší určit, které bity budou přeneseny u jednotlivých typů modulací (za určité přenosové rychlosti a SNR).

Následující tabulka uvádí naměřené hodnoty při nastavení:

$V_p = 4000 \text{ kbit/s}$ (zpětný kanál) 192 kbit/s (dopředný kanál) $\text{SNR} = 23 \text{ dB}$ (zpětný kanál) 28 dB (dopředný kanál)

Sub-kanál	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Počet bitů	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2	2
Sub-kanál	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
Počet bitů	4	4	4	4	4	4	4	4	2	2	3
Sub-kanál	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32
Počet bitů	3	4	4	4	4	4	3	2	0	0	0
Sub-kanál	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43
Počet bitů	0	0	0	0	0	0	0	0	2	2	2
Sub-kanál	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54
Počet bitů	2	3	4	4	4	4	4	4	5	5	5
Sub-kanál	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65
Počet bitů	5	5	5	5	5	6	6	6	6	6	6
Sub-kanál	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76
Počet bitů	6	6	6	6	6	6	6	6	5	5	5
Sub-kanál	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87
Počet bitů	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
Sub-kanál	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98
Počet bitů	5	5	5	6	6	6	2	6	6	6	6
Sub-kanál	99	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109
Počet bitů	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7
Sub-kanál	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120
Počet bitů	7	6	6	7	6	6	6	6	6	6	6

Sub-kanál	121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131
Počet bitů	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6
Sub-kanál	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142
Počet bitů	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6
Sub-kanál	143	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153
Počet bitů	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6
Sub-kanál	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164
Počet bitů	6	5	5	5	5	5	2	5	5	5	5
Sub-kanál	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175
Počet bitů	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
Sub-kanál	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186
Počet bitů	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
Sub-kanál	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197
Počet bitů	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
Sub-kanál	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207	208
Počet bitů	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
Sub-kanál	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219
Počet bitů	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
Sub-kanál	220	221	222	223	224	225	226	227	228	229	230
Počet bitů	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
Sub-kanál	231	232	233	234	235	236	237	238	239	240	241
Počet bitů	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
Sub-kanál	242	243	244	245	246	247	248	249	250	251	252
Počet bitů	5	5	5	4	4	4	4	4	4	4	3
Sub-kanál	253	254	255								
Počet bitů	2	2	0								

Tabulka 2 Naměřené hodnoty

5.3 Naměřené hodnoty

V průběhu měření jsme nastavovali různou velikost přenosové rychlosti a sledovali, jak se mění počet přenášených bitů a poměr SNR. Začali jsme na nejvyšší rychlosti a postupně ji snižovali na minimum.

Mohli jsme vysledovat, že při zvyšujícím se parametru SNR poklesne přenosová rychlost a sníží se počet přenášených bitů v jednotlivých sub-kanálech. Naopak, pokud se sníží parametr SNR, znovu se zvýší přenosová rychlost a roste počet přenášených bitů v sub-kanálech.

Výsledky jsou uvedeny v následující tabulce.

Zpětný kanál		Dopředný kanál	
Přenosová rychlost	SNR	Přenosová rychlost	SNR
8128 kbit/s	13dB	512 kbit/s	19dB
7616 kbit/s	15dB	416 kbit/s	21dB
4000 kbit/s	23dB	192 kbit/s	28dB
2048 kbit/s	35dB	256 kbit/s	28dB
512 kbit/s	42,5 dB	128 kbit/s	31dB

Tabulka 3 Hodnoty při změně V_p

5.4 Konstelační diagram

Při maximální možné přenosové rychlosti se v sub-kanále přenáší dvanáct bitů, které vytvoří celkem 4096 bodů v IQ diagramu. Každému bodu přiřadíme souřadnice. Dále budeme aplikovat jiné druhy modulace a sledovat, které bity se přenesou a jak se změní přenosová rychlost. Jelikož se jedná pouze o princip, který má na změny poukazovat, nebudeme vypisovat všechny body. Konstelační diagram rozdělíme na čtyři kvadranty po 1024 bodech. Přiřazení souřadnic je uvedeno v následující tabulce.

I. kvadrant		II. kvadrant	
Bod	Souřadnice	Bod	Souřadnice
Bod č. 1	[x1; y1]	Bod č. 1025	[-x1; y1]
Bod č. 2	[x2; y2]	Bod č. 1026	[-x2; y2]
Bod č. 3	[x3; y3]	Bod č. 1027	[-x3; y3]
Bod č. 1024	[x1024; y1024]	Bod č. 2048	[-x1024; y1024]
III. kvadrant		IV. kvadrant	
Bod	Souřadnice	Bod	Souřadnice
Bod č. 2049	[-x1; -y1]	Bod č. 3073	[x1; -y1]
Bod č. 2050	[-x2; -y2]	Bod č. 3074	[x2; -y2]
Bod č. 2051	[-x3; -y3]	Bod č. 3075	[x3; -y3]
Bod č. 3072	[-x1024; -y1024]	Bod č. 4096	[x1024; -y1024]

Tabulka 4 Přiřazení souřadnic

Vzhledem k tomu, že by takové vyjádření bylo velmi složité, vybereme si sub-kanál s menším počtem přenášených bitů, například s dvěma či čtyřmi. Takový počet bitů je přijatelný a po vyjádření konstelačního diagramu začneme omezovat postranní pásma pomocí aplikace jiných modulačních metod. Po-té budeme sledovat, jak se bude konstelační diagram měnit.

5.4.1 Vytvoření konstelačních diagramů

Nyní budeme vytvářet konstelační diagramy pomocí modulátoru QAM (4.2.2) Z tabulky 2 vybereme konkrétní hodnoty přenášených bitů z vybraných sub-kanálů. Zvolili jsme následující sub-kanály:

sub-kanál 10 s dvěma bity
sub-kanál 27 se čtyřmi bity
sub-kanál 87 s pěti bity.

Na zakódování jednotky informace jednoho bitu potřebujeme 2^1 modulačních stavů, což jsou vlastně dva modulační stavy, jeden pro logickou nulu a jeden pro logickou jedničku. Při uskupení čtyř bitů už je potřeba šestnáct modulačních stavů a u pětice bitů jich je třicet dva.

5.4.2 Aplikování jiných modulačních metod

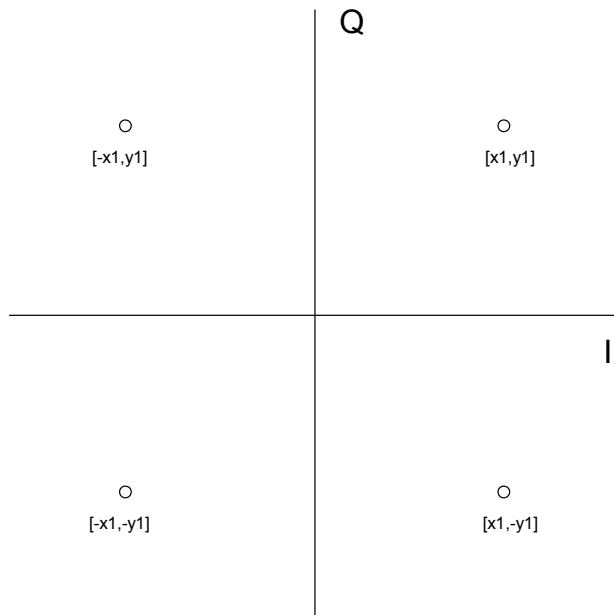
V této podkapitole se dostáváme do fáze, kdy na naměřené hodnoty budeme aplikovat jiné druhy modulace a sledovat, jak se bude měnit konstelační diagram. Pro tyto úvahy využijeme hodnoty z tabulky 1 a změřenou přenosovou rychlost. Jak už víme, multitónová modulace signál rozdělila do 256 sub-kanálů. V každém sub-kanále je použita modulace QAM s různými počty stavů. Dále budeme předpokládat, že všechny sub-kanály přenesly stejný počet bitů, tudíž bude ve všech kanálech souhlasit počet stavů modulace QAM. Pro počet stavů QAM použijeme hodnoty výše zvolených sub-kanálů.

5.4.2.1 Srovnání přenosu na sub-kanále 10

V tomto sub-kanále se během měření přenesly dva bity. Jedná se tedy o modulaci 4QAM. Celková přenosová rychlost byla $V_p = 4000 \text{ kb/s}$. Kdyby v každém sub-kanále byla 4QAM, přenosová rychlost na jeden kanál by měla přibližně hodnotu $V_p = 15,6 \text{ kb/s}$.

Pokud namísto QAM použijeme modulační metodu SSB, dojde k potlačení celého jednoho postranního pásma (horního či dolního). Pokud v modulátoru (Obrázek 16) nastavíme filtr $F_1(f)$ na odfiltrování (48), dojde v konstelačním diagramu k vyrušení jedné poloviny přenášených bodů. Tímto se sníží celková přenosová rychlost a počet přenášených bitů. Hodnota SNR vzroste. Při potlačení B_D na ose I se přenesou body I. a IV. kvadrantu konstelačního diagramu, tedy bod číslo jedna a číslo čtyři. Hodnota přenosové rychlosti poklesne na hodnotu $V_p = 2000 \text{ kb/s}$.

Při shrnutí poznatků o VSB z kapitoly 4.4.2 jsme došli k závěru, že použití této modulační metody v případě 4QAM není vhodné, k výrazným změnám parametrů nedojde, jedná se znovu o aplikaci SSB.



Obrázek 21 QAM v sub-kanále 10

Modulační metoda	Přenesené body
SSB	$[x1,y1],[x1,-y1]$
VSB	$[x1,y1],[-x1,y1],[-x1,-y1],[x1,-y1]$

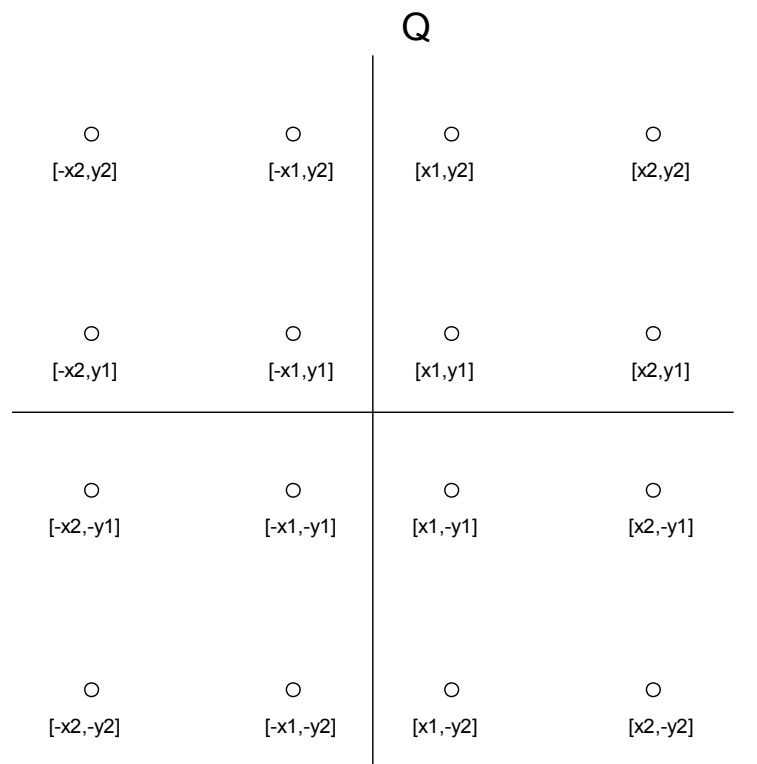
Tabulka 5 Přenesené body 4QAM

5.4.2.2 Srovnání přenosu na sub-kanále 27

Při simulaci se v tomto sub-kanále přenesly čtyři bity. V tomto případě jde o modulaci 16QAM. Oproti 4QAM se přenosová rychlost v jednotlivých kanálech zvýší na čtyřnásobek své původní hodnoty, tedy $V_p = 62,4\text{kb/s}$. To se samozřejmě projeví na celkové přenosové rychlosti, která vzroste rovněž čtyřikrát, $V_p = 16000\text{kb/s}$. Dále se zvýší SNR.

Pokud použijeme metodu SSB, jedno postraní pásmo bude odstraněno. Potlačíme dolní postraní pásmo. V modulátoru (Obrázek 16) nastavíme filtr $F1(f)$ na odfiltrování (48). Opět přeneseme body I. a IV. kvadrantu konstelačního diagramu. Tentokrát se přenesou více bodů, takže celkový pokles přenosové rychlosti nebude tak výrazný jako u 4QAM. Rychlost poklesne přibližně na hodnotu $V_p = 8000\text{kb/s}$.

Pokud použijeme metodu VSB, můžeme ještě zmenšit celkový pokles přenosové rychlosti. Při této metodě dojde k částečnému omezení horního postranního pásma a přenosu celého dolního postranního pásma. V modulátoru nastavíme (Obrázek 16) filtry $F1(f)$ na odfiltrování složek signálu vyšších než $\left| \frac{1}{2}(f_n + f_{\max}) \right|$. Přeneseno bude tedy více bodů konstelačního diagramu a celková přenosová rychlost poklesne pouze na hodnotu $V_p = 12000\text{kb/s}$.



Obrázek 22 QAM v subkanále 27

Modulační metoda	Přenesené body
SSB	$[x_1, y_1], [x_2, y_1], [x_1, y_2], [x_2, y_2], [x_1, -y_1], [x_2, -y_1], [x_1, -y_2], [x_2, -y_2]$
VSB	$[x_1, y_1], [x_1, y_2], [x_1, -y_1], [x_1, -y_2], [-x_1, y_1], [-x_1, y_2], [-x_2, y_1], [-x_2, y_1], [-x_2, y_2], [-x_1, -y_1], [-x_2, -y_1], [-x_1, -y_2], [-x_2, -y_2]$

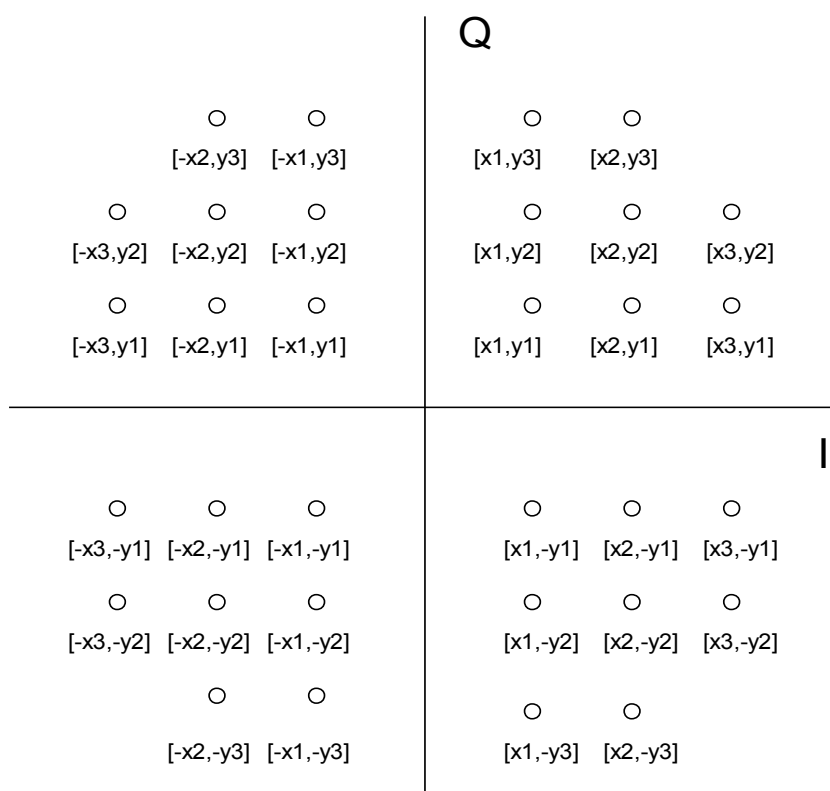
Tabulka 6 Přenesené body 16QAM

5.4.2.3 Srovnání přenosu na sub-kanále 87

V tomto sub-kanále bylo přeneseno pět bitů, což znamená 32QAM. Přenosová rychlost v jednom sub-kanále naroste na pětinašobnou hodnotu $V_p = 78\text{kb/s}$. Celková přenosová rychlost se zvýší na $V_p = 20000\text{kb/s}$.

Při použití metody SSB dojde stejně jako u předešlých případů k potlačení celého postranního pásma, zvolíme opět dolní. V modulátoru (Obrázek 16) nastavíme filtr $F1(f)$ na odfiltrování (48). Celková přenosová rychlost poklesne přibližně na $V_p = 10000\text{kb/s}$.

Pokud v tomto případě použijeme VSB, omezíme horní postranní pásmo směrem k bodu $[x1,y1]$. V modulátoru (Obrázek 16) nastavíme filtr $F1(f)$ na odfiltrování složek vyšších než $\left| \frac{1}{3} \cdot [(f_n + f_{\max})] \right|$. To má za následek menší pokles celkové přenosové rychlosti, která má přibližně hodnotu $V_p = 13750\text{kb/s}$. Tato hodnota může být však vyšší, protože záleží na rozsahu omezení horního postranního pásma.



Obrázek 23 QAM v sub-kanále 87

Modulační metoda	Přenesené body
SSB	$[x_1, y_1], [x_2, y_1], [x_3, y_1], [x_1, y_2], [x_2, y_2], [x_3, y_2], [x_1, y_3], [x_2, y_3]$ $[x_1, -y_1], [x_2, -y_1], [x_3, -y_1], [x_1, -y_2], [x_2, -y_2], [x_3, -y_2], [x_1, -y_3], [x_2, -y_3]$
VSB	$[x_1, y_1], [y_1, y_2], [x_1, y_3], [x_1, -y_1], [y_1, -y_2], [x_1, -y_3], [-x_1, y_1], [-x_2, y_1],$ $[-x_3, y_1], [-x_1, y_2], [-x_2, y_2], [-x_3, y_2], [-x_1, y_3], [-x_2, y_3], [-x_1, -y_1], [-x_2, -y_1],$ $[-x_3, -y_1], [-x_1, -y_2], [-x_2, -y_2], [-x_3, -y_2], [-x_1, -y_3], [-x_2, -y_3]$

Tabulka 7 Přenesené body 32QAM

5.4.3 Shrnutí poznatků

Z uvedených příkladů se může zdát, že čím víc stavů má modulace QAM, tím lepší přenosové rychlosti dosáhneme. S rostoucím počtem stavů výrazně narůstá poměr SNR. Tento poměr se navíc značně zvýší, když omezíme postranní pásmo kolem nosné. Jako příklad uvedeme spektrum PSK. Pokud bychom takto omezovali postranní pásmo, došlo by ke ztrátě harmonických složek, které jsou určeny pro přenos informace. V tomto případě je vhodné omezovat pásmo v místech, kde se nachází vyšší harmonické složky, které nejsou pro přenos tak důležité. Obecně tedy platí, že pokud omezíme postranní pásmo, sníží se počet přenesených bitů a tím klesne přenosová rychlost a naroste poměr SNR. Závěrem můžeme říci, že použití jiné modulační metody vždy zhorší přenosové vlastnosti signálu.

6 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo porovnat modulační metody a zjistit, jak se dají využít postranní pásma v různých aplikacích. V této práci je stručně popsán princip modulace a demodulace. Vyjádřili jsme základní vlastnosti digitální modulace, jejíž datové symboly nabývají diskrétních hodnot a jsou diskrétní v čase. Jedná se vlastně o zobrazení datové zprávy, která je reprezentována vektorem diskrétních datových symbolů, do množiny modulovaných signálů ve spojitém čase. V této kapitole jsou také uvedeny základní parametry digitálních modulací, které jsou důležité pro další části této práce. Mezi ně patří zejména symbolová a bitová chybovost. Nakonec jsme rozdělili digitální modulace podle charakteristických vlastností, jako jsou linearita a paměť modulace. Po vysvětlení těchto pojmů je jako příklad ke každé skupině modulací přiřazena jedna modulační metoda.

V práci je pojednáno o postranních pásmech, které vznikají jako produkty modulačních metod. Na začátku kapitoly je řešen problém s vyjádřením digitálního signálu ve frekvenční oblasti – spektru. Digitální modulační signál potřebuje pro své vyjádření nekonečně mnoho frekvencí. Takový signál se pak ale nedá přenést. Frekvenční spektrum je také využíváno mnoha jinými signály, a je kladen důraz, aby se efektivně využívalo. Při přenosu signálu je kladen důraz, aby se přenášela pouze ta část signálu, která nám zabezpečí požadovanou kvalitu při příjmu, a ostatní složky signálu jsou odstraněny. Jak velkou část signálu musíme přenést, aby byla zabezpečena dostatečná kvalita v místě příjmu, vyjadřuje šířka pásma. Dále je pojednáno o přenosu signálu za pomoci energie. Na konci třetí kapitoly se zabýváme základními typy postranních pásem. Nejstarší uspořádání postranních pásem, které vznikne použitím modulace AM, sebou nese řadu nevýhod (například plýtvání kmitočtovým spektrem). Proto jsou uvedeny další základní typy postranních pásem a je vysvětlena jejich vzájemná odlišnost. Pro názorný příklad je každému typu postranních pásem přiřazena modulační metoda.

Dále jsme se v této práci zaměřili na změnu parametrů v závislosti na omezování postranních pásem. Nejdříve jsme vysvětlili, co to je technologie ADSL. Slouží pro připojení k internetu pomocí stávajícího telefonního vedení. Vysvětlili jsme základní výhody a nevýhody této připojovací metody. Dále jsme se zaměřili na používané modulační metody v ADSL. Nejvíce jsme věnovali pozornost DMT a QAM, pomocí kterých jsme změřili datový přenos linky ADSL. Vysvětlili jsme jejich vznik a vlastnosti.

Nakonec jsme se věnovali vlivu postranních pásem na modulační a přenosovou rychlost. Zjistili jsme, že pokud budeme přenášet menší část postranních pásem, které obsahují

užitečná data, bude postačovat menší šířka pásma. Modulační a přenosová rychlost jsou závislé na šířce pásma. Pokud se bude šířka pásma zmenšovat, poklesnou obě tyto rychlosti a naopak pokud se zvýší, obě tyto rychlosti porostou. Zvyšovat tyto rychlosti však nemůžeme do nekonečna. Tento problém je ilustrován použitím telefonního hovorového kanálu, který má přesně danou šířku pásma. Modulační rychlost naroste na svou maximální hodnotu, kterou nelze dále zvyšovat. Přenosovou rychlost ještě můžeme dále zvýšit za použití vícecestavových modulací. Ovšem i to nese svá omezení. Pokud zvyšujeme počet stavů modulace, roste i poměr SNR, který naroste na takovou hodnotu, že v místě příjmu nelze rozeznat jednotlivé symboly. Tyto teoretické poznatky nám posloužily při praktickém měření pro určení efektivity modulací v ADSL.

Konec práce tvořilo praktické měření v ADSL a aplikování teoretických poznatků z předchozích kapitol. Nejprve jsme krátce zopakovali použitou modulační metodu DMT. Následně je popsán měřicí komplet SunSet xDSL, pomocí kterého jsme naměřili přenos dat přes ADSL. Jeden přístroj plnil funkci vysílače a druhý plnil funkci přijímače. Přístroje byly navzájem propojeny vedením. Po tomto zapojení započal vlastní přenos dat pomocí DMT, která signál rozdělila do 256 sub-kanálů, uvnitř kterých byl signál modulován pomocí QAM. Výsledky jsou uvedeny v tabulce 1. Vlastní průběh měření je ilustrován v příloze C. Na takto získaná data jsme aplikovali jiné druhy modulačních metod, což sebou neslo i změnu postranních pásem. Nejprve jsme zvolili tři sub-kanály s různým počtem stavů QAM modulace, konkrétně 4QAM, 16QAM, 32QAM. Následně jsme na každý z vybraných sub-kanálů aplikovali jiný typ modulační metody. Zjistili jsme, že pokud použijeme jiný typ modulace, přeneseme se v sub-kanále menší počet bitů, což má za následek snížení modulační, přenosové rychlosti a celkově se zhorší poměr SNR. Výsledky tedy odpovídají teoretickým předpokladům.

Závěrem je třeba říci, že zvolené modulační metody pro technologii ADSL dosahují nejlepších přenosových kvalit. Aplikované modulace SSB a VSB na sub-kanál nedosahují vyšší kvality než modulace QAM.

Tato diplomová práce mi přinesla cenné teoretické poznatky a pomohla vytvořit představu o detailních vazbách mezi modulacemi. Praktická měření mi pomohla ilustrovat teoretické poznatky, získané v předešlých kapitolách této práce. Další pokračování této práce by mohlo být zaměřeno na vyjádření různých typů modulace ve vývojovém prostředí MATLAB a následné omezování jejich frekvenčních složek. K omezování složek by došlo v okolí hlavního nosného kmitočtu a dále pak na konci frekvenčního spektra signálu. Bylo by tak možné potvrdit, že šířka pásma opravdu vymezuje jen podstatné frekvenční složky, které zásadně ovlivňují parametry přenášeného signálu.

7 Seznam použité literatury

- [1] SÝKORA, Jan. Teorie digitální komunikace. 1. vyd. Praha: ČVUT, 2003. 329 s. ISBN 80-01-02478-4.
- [2] HRDINA, Zdeněk, VEJRAŘKA, František. Signály a soustavy. 1. vyd. Praha: ČVUT, 1998. 234 s. ISBN 80-01-01726-5.
- [3] PRCHAL, Josef. Signály a soustavy. 1. vyd. Praha: SNTL, 1987. 323 s.
- [4] DONOVAL, Marián. Princíp prenosu dát cez ADSL, TELEKOMUNIKACE, 4, Praha: Nakladatelství dopravy a spojů, 2003. 6 s.
- [5] SVOBODA, Jaroslav. Telekomunikační technika, díl 1. 2. vyd. Praha: Nakladatelství sdělovací technika, 2000. 137 s. ISBN 80-901936-3-3.
- [6] PETERKA, Jiří, EArchiv.cz[online]. 2000 [cit. 2010-02-02]. Vliv šířky pásma. Dostupné z WWW:<<http://www.earchiv.cz/a96/a638k150.php3>>.
- [7] PETERKA, Jiří, EArchiv.cz[online]. 2000 [cit. 2010-02-02]. Modulační a přenosová rychlost. Dostupné z WWW:<<http://www.earchiv.cz/a96/a639k150.php3>>.
- [8] LUPA [online]. 1998 [cit. 2010-02-02]. Jak ADSL pracuje. Dostupné z WWW: <<http://tutorials.lupa.cz/tutorial-adsl/jak-adsl-pracuje/>>.
- [9] VODRÁŽKA, J. MATLAB server [online]. 1.3.2007 [cit. 2010-02-02]. Výpočet chybovosti při přenosu s modulací QAM a PAM. Dostupné z WWW: <<http://matlab.feld.cvut.cz>>.
- [10] Přehled modulačních metod
<http://ucitel.spsbv.cz/zavodny/Prezentace/Modulace.ppt>.
- [11] Digitální modulace
http://radio.feld.cvut.cz/courses/X37KTR/oldv/3_Digitalni_modulace.pdf
- [12] VEJSADA, M.: ADSL – 1. část. Access server [online]. 2004, roč. 1, č. 2004072903, s. 2004072903. Internet:
<http://access.feld.cvut.cz/view.php?cisloclanku=2004072903>. ISSN 1214-9675.
- [13] Bakalářská práce Marcel Fajkus
<http://modulace.ic.cz/teorie.php>
- [14] Jednofrekvenční sítě digitálních vysílačů
http://www.urel.feec.vutbr.cz/web_pages/projekty/clanky/Ricny_Kratochvil_DTV/Jednofrekv_site.pdf

SEZNAM PŘÍLOH

A. SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1 Princip modulace a demodulace.....	13
Obrázek 2 Souvislost mezi BER a C/N	15
Obrázek 3 Dělení digitálních modulací	17
Obrázek 4 Modulace ASK [10]	20
Obrázek 5 Modulace PSK [10]	20
Obrázek 6 Konstelační diagram QAM [10].....	21
Obrázek 7 Konstelační diagram DPSK	22
Obrázek 8 Modulace FSK [upraveno podle 10]	23
Obrázek 9 Trajektorie fáze signálu FSK bez paměti	24
Obrázek 10 Trajektorie fáze signálu FSK s pamětí	25
Obrázek 11 Omezení spektra impulzu.....	29
Obrázek 12 Postranní pásma u AM	35
Obrázek 13 Postranní pásma u DSB-SC.....	36
Obrázek 14 Modulátor SSB-SC.....	38
Obrázek 15 Postranní pásma u SSB-SC	39
Obrázek 17 Blokové schéma DMT modulace	43
Obrázek 18 Cyklický prefix.....	44
Obrázek 19 Modulátor QAM.....	46
Obrázek 20 Konstelační diagram 16QAM	51
Obrázek 21 QAM v sub-kanále 10	59
Obrázek 22 QAM v subkanále 27.....	61
Obrázek 23 QAM v sub-kanále 87	62

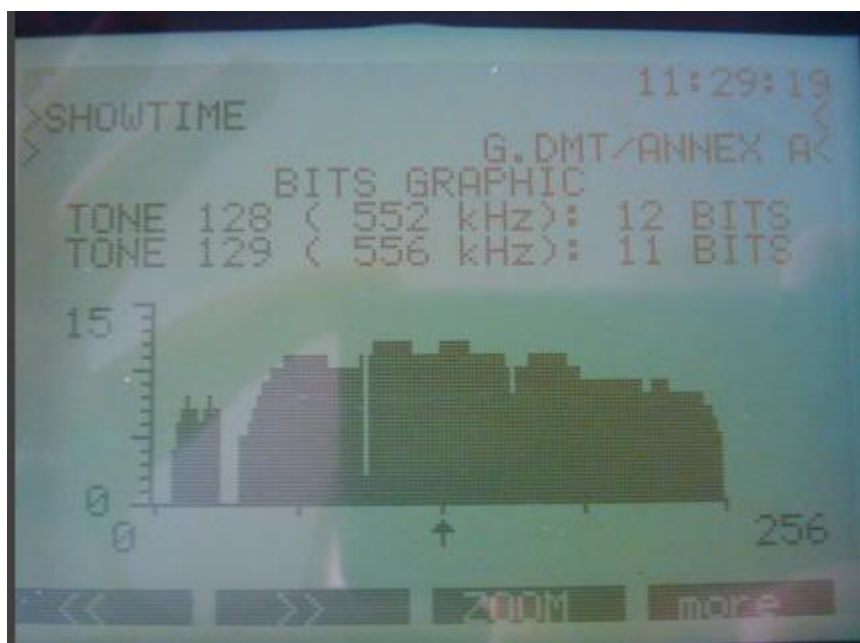
B. SEZNAM TABULEK

Tabulka 1 Souřadnice 16QAM.....	51
Tabulka 2 Naměřené hodnoty.....	56
Tabulka 3 Hodnoty při změně V_p	57
Tabulka 4 Přiřazení souřadnic	57
Tabulka 5 Přenesené body 4QAM.....	60
Tabulka 6 Přenesené body 16QAM.....	61
Tabulka 7 Přenesené body 32QAM.....	63

C. UKÁZKA MĚŘENÍ



Přístroje SunSet xDSL



Datový přenos v subkanálech – graf

11:30:51

>SHOWTIME

>

G.DMT/ANNEX A<

BITS TABLE

#	BITS	#	BITS	#	BITS	#	BITS
0	0	8	4	16	7	24	8
1	0	9	5	17	7	25	7
2	0	10	6	18	7	26	7
3	0	11	7	19	6	27	7
4	0	12	7	20	6	28	7
5	0	13	7	21	7	29	6
6	0	14	8	22	7	30	0
7	3	15	8	23	8	31	0

REPT:0 STOP

Datový přenos v subkanálech – tabulka